RAZzies

Maandblad van de Radio Amateurs Zoetermeer



Oktober 2015

Met in dit nummer:
- QRP Loop Antenne
- Opa Vonk - Varistors
- Multi-band WSPR baken
- Simpele Moxon voor 70cm
- Verslag Lichtmis

Colofon

RAZzies is een uitgave van de Radio Amateurs Zoetermeer. Bijeenkomsten van de Radio Amateurs Zoetermeer vinden plaats op elke tweede en vierde woensdag van de maanden september - juni om 20:00 uur in het clubhuis van de Midgetgolfclub Zoetermeer in het Vernède sportpark in Zoetermeer.

Website:

http://www.pi4raz.nl

Redactie:

Frank Waarsenburg PA3CNO pa3cno@pi4raz.nl

Informatie:

info@pi4raz.nl

Kopij en op- of aanmerkingen kunnen verstuurd worden naar razzies@pi4raz.nl

Nieuwsbrief:

http://pi4raz.nl/maillist/subscribe.php

Van de redactie

Een superdikke RAZzie deze maand: niet alleen waren er een hoop dingen om verslag van te doen, maar tevens ontving ik een artikel van Wim PA0WV dat behoorlijk lang was. Dat had ik wel over meerdere RAZzies kunnen verdelen, maar ik heb zelf altijd een verschrikkelijke hekel aan vervolgverhalen. Zit je eens een keer TV te kijken (wat ik zelden doe), denk ik: Nou, als ze om 23.00 klaar moeten zijn mogen ze wel opschieten. Is het 23.00. verschijnt in beeld: "To be continued". Hele avond vergald, want dat vervolg ga ik nooit meer zien. Dat wil ik jullie niet aandoen, dus bij deze maar in één keer het hele verhaal. Een tweede goede reden om het verhaal in één keer te publiceren geeft Wim je zelf wel aan het eind van zijn betoog.

En dan is de herfst weer begonnen. De condities op de lage banden worden weer beter, maar het betekent ook dat het contestgeweld weer losbarst. Dus zijn alle weekenden weer verloren voor het maken van een gewoon normaal QSO en het doen van experimenten, omdat het enige wat het tegenstation wil horen is "My number? What is my number?" Een duidelijker beeld van het afglijden van het zendamateurisme naar een volkssport kan er niet geschetst worden. Experimenteren moet dan noodgedwongen op weekdagen plaatsvinden en dat vind ik persoonlijk erg jammer. Voorlopig hebben jullie in de avond wel wat anders te doen: het lezen van deze superdikke RAZzie!

Portable Loop antenne

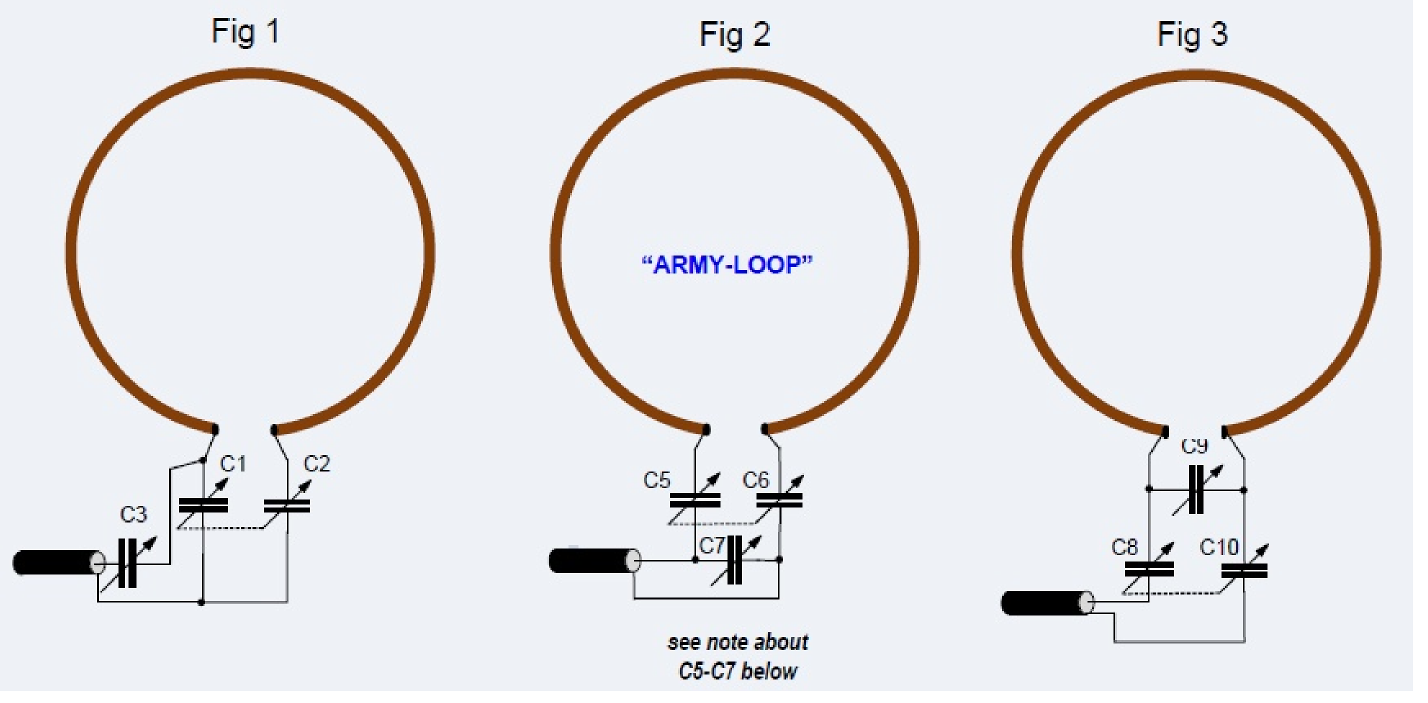
Degenen die de RAZzies een beetje volgen, weten dat we al eens vaker met loop antennes aan het experimenteren zijn geweest[1]. Het voordeel van een loop is natuurlijk de geringe afmetingen in vergelijking met de golflengte waar je op werkt: de literatuur adviseert een loop omtrek van tussen 1/4 en 1/8 golflengte. Dat betekent 5 meter loop-omtrek voor de 40m band en dat is natuurlijk interessant. Nadelen heeft een loop ook: ze zijn doorgaans erg smalbandig en de spanning aan de uiteinden kan in de kiloVolten lopen, wat grote – en dus dure, lastig te verkrijgen – condensatoren voor de afstemming noodzakelijk maakt.

Een ander nadeel vond ik dat je een loop altijd voor een bepaald frequentiebereik maakt. Kies ik bijvoorbeeld die 5m draad als loop, dan is hij voor 40m prima, voor 30m beter, voor 20m uitstekend en daarna werkt het niet meer, omdat je de capaciteit die benodigd is om de zaak in afstemming te brengen, niet laag genoeg meer krijgt. Ook dat zal je in de literatuur vinden: het frequentiebereik waarbinnen een loop nog een beetje efficiënt werkt, omvat een factor twee. Maar dat hadden we al af kunnen leiden uit de optimale loop-lengte van 1/4 - 1/8 golflengte…

Neem daarbij het gepruts met inkoppeling van de zender door middel van sub-loops, gamma-matches en andere hulpmiddelen en het maakt het er allemaal niet makkelijker op. Tot mijn

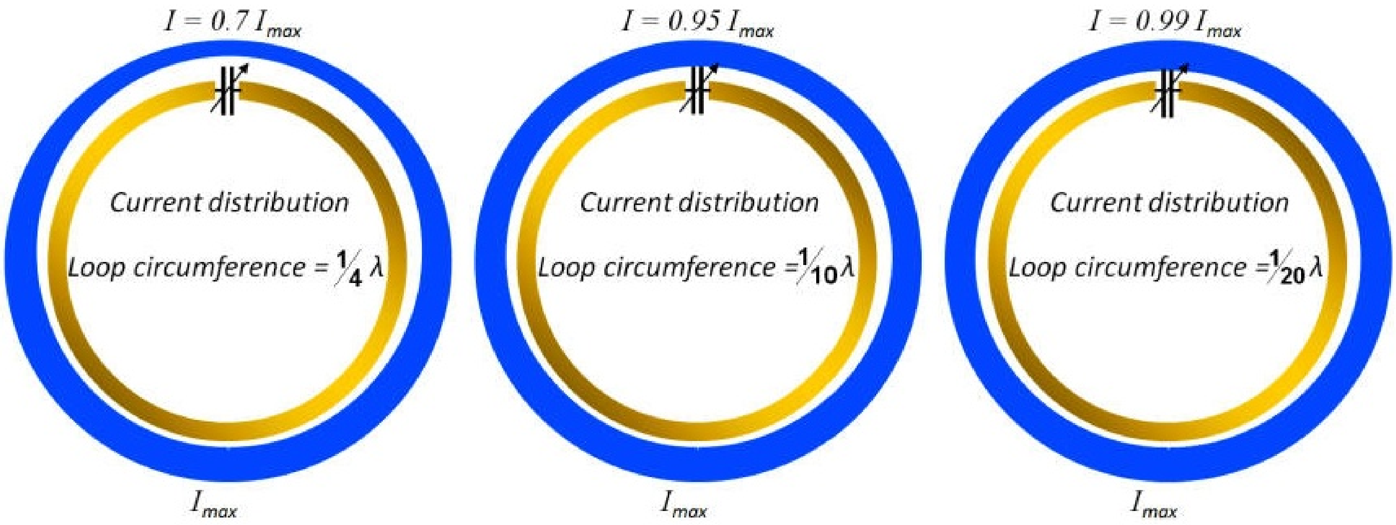
oog viel op een advertentie van MFJ waar een loop-tuner aangeboden werd. Hoe doen ze dat? Draadje naar de zender, stuk draad om de boekenkast (ze zeggen het echt!) en afstemmen maar?

Het wereldwijde web bood zoals gewoonlijk uitkomst. De MFJ tuner is een variant van de Patterson Army Loop, waarbij gebruik gemaakt wordt van capacitieve inkoppeling. De drie mogelijkheden zijn als volgt:



In Figuur 1 zorgen de condensatoren C1&C2 ervoor dat de loop in afstemming komt, en beide condensatoren verdelen gelijkelijk de hoge spanning die ontstaat als gevolg van de hoge "Q" van de loop, maar dat gaat ten koste van de effectieve capaciteit: die daalt met een factor 2. Dus een condensator van 2x 200pF geeft een maximale afstemcapaciteit van 100pF. C3 zorgt voor de aanpassing van de lage impedantie van de loop aan de 50Ω van de transceiver. Dit is het eenvoudigst te implementeren met bijvoorbeeld twee dubbele afstemcondensatoren waarvan er één als split stator gebruikt wordt voor C1 en C2 en de tweede voor C3, waar de serieschakeling weer zorgt voor voldoende bestendigheid tegen hoogspanning. In Figuur 2 vormen C5-C6-C7 een spanningsdeler, waarbij de maximale spanning van de totale condensatoren vergroot wordt ten kosten van het reduceren van het afstembereik met een factor 3. C7 dient weer voor het aanpassen van de loop aan de transceiver. N.B. condensator C7 wordt niet gelijktijdig bediend met C5 & C6 (dus op 1 as o.i.d.). In Figuur 3 wordt een enkele condensator gebruikt voor het afstemmen van de loop en die moet dan ook de volledige hoogspanning kunnen weerstaan. Elk van de gelijktijdig bediende koppelcondensatoren, die in serie met de coax staan, voeren de helft van de hoogspanning over de loop.

Het middelste plaatje is het originele Patterson Army Loop ontwerp. Het nadeel daarvan is, dat de dubbele afstemcondensator wel mechanisch gelijktijdig aangedreven moet worden, maar galvanisch twee volledig gescheiden afstemcondensatoren moet bevatten. En dat is niet handig. De meeste condensatoren uit onze wereld delen het metalen chassis waar ze in zitten. Daarnaast wil je alles wat stroom voert, zoveel mogelijk beperken om de verliezen klein te houden. Een loop waar 100W ingestuurd wordt, kan makkelijk 30A aan stroom voeren. Over stroom gesproken: die is door de hele loop vrijwel even groot, in tegenstelling tot een gewone dipoolhelft, waar de stroom in het voedingspunt loopt, maar nul is aan het uiteinde – bij een halve golf dipool althans.



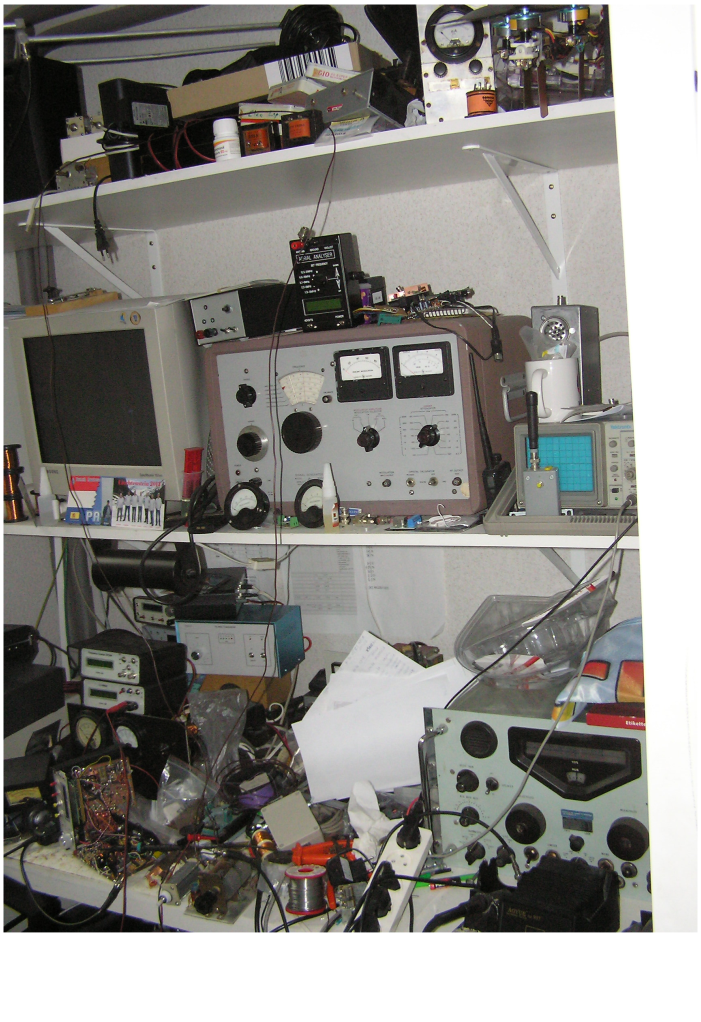
Stroomverdeling in een loop bij verschillende afmetingen ten opzichte van de golflengte

Zou ik de eerste zijn die dit eens wil namaken? Vast niet. Dus (alweer) op het internet gezocht naar gelijkgestemde geesten en die waren er. Een andere amateur had met behulp van twee 2x500pF omroep C's zo'n loop tuner gemaakt. Het voordeel van een 2x500pF condensator voor de inkoppel-C gebruiken is dat de plaat-afstand virtueel verdubbelt waardoor deze condensator wat meer spanning kan weerstaan. Dat maakt 2x500pF die ik nodig had en die had ik niet. Wat veel amateurs niet weten is dat MFJ ook losse onderdelen verkoopt, en uit die verzameling koos ik een 200pF variabele condensator (type 282-2005) die volgens specificatie van MFJ 1kV zou moeten kunnen weerstaan. Dat is genoeg om een redelijk vermogen te kunnen verstoken, zoals straks zal blijken.



De 200pF varco van MFJ

Een 2x500pF afstem-C met redelijke plaataf-stand had ik nog wel, verkregen uit een shack-opruiming van een amateur. Voor ik me op kastjes en aanverwanten ging storten, wilde ik wel eerst weten of het concept ook levensvat-baar was. Dus werden de twee C's met een los aangesoldeerde plug op de werkbank gelegd en als antenne een stuk montagedraad even rond de bovenste plank van de opslag gespannen:

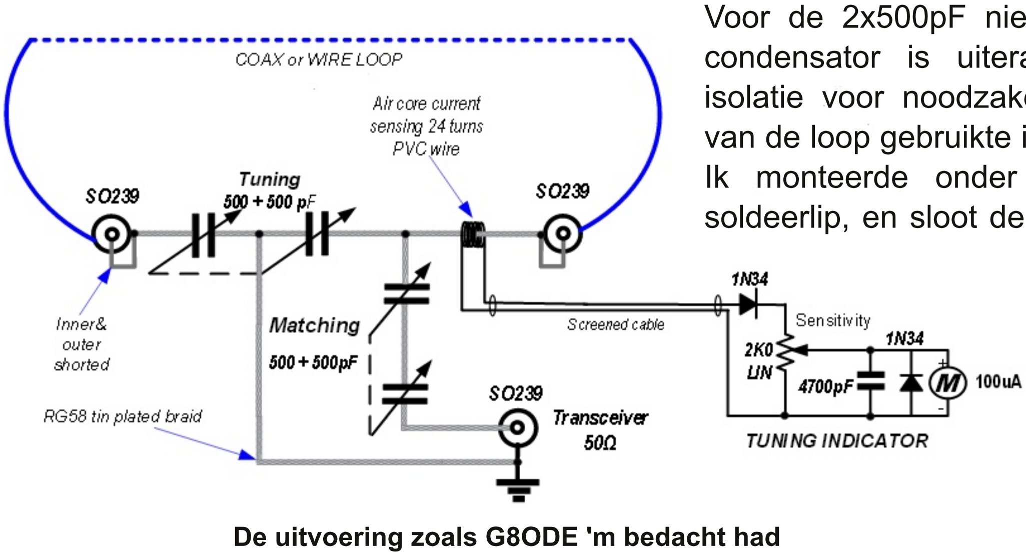


Je ziet de draad nog net voor het beeldscherm langs en voor de HP606 meetzender langs lopen; de twee afstemcondensatoren liggen links van de klos soldeer open op tafel.

Op twee achtereenvolgende avonden werkte ik bij het testen met de K1 (5 Watt output!) een station: eerst YT3X en de avond daarop IK1IJF. Maar als je op QRZ naar de antennes van deze amateurs kijkt, zal je dat niet verbazen. Die zouden vermoedelijk nog een speld op de Noordpool hebben horen vallen. Desalniettemin was ik aangenaam verrast. Zoveel is er dus niet nodig om een verbinding te maken. De claim van MFJ dat je met een stuk draad om de boekenkast al verbindingen zou kunnen maken, was waarschijnlijk dus niet helemaal onterecht.
Tunen is één ding, maar de SWR bekijken is weer een ander verhaal. De K1 heeft een SWR meter, maar veel van mijn andere QRP-sets hebben dat niet (een 80m transceiver, een 40m transceiver, de PSK31 transceiver). En ik wilde bij portable gebruik die niet ook nog eens meenemen. Nou vond ik op internet (ja, alweer) een amateur die ook zo'n soort loop tuner gebouwd had, en die had een uitlezing erbij gebouwd die de stroom in de loop meet, en waarmee je dus resonantie kunt bepalen.

Dat leek me wel wat: dan heb je alles in één. Hij gebruikte een 100µA metertje, maar aangezien hoe gevoeliger hoe beter, koos ik een 50µA meter. Deze kocht ik via eBay: de prijs was nog geen $5 inclusief verzendkosten. Ik weet niet hoe ze het doen, maar bij Conrad kost zo'n meter toch al gauw €20. Nu ik wist hoe ik de zaak wilde hebben, selecteerde ik een kastje waar alles in zou kunnen, en die voldoende mogelijkheden moest bieden om een loop-steun te kunnen dragen. Ook dat idee is van MFJ gejat: die hebben een optie waarbij je een kruis van kunststof op de loop tuner kunt plaatsen ter ondersteuning van de gebruikte draad.

Toen alles binnen was, begon ik met het monteren van de afstemcondensatoren aan het deksel van het kastje, en niet op de bodem. Dat heeft twee redenen: ten eerste is het stuk rond de afstemcondensator en de loop-aansluitingen gevoelig voor storing. Hoe hoger dat boven de grond staat (de tuintafel of wat dan ook), hoe beter. De tweede overweging was, dat als de tuner te instabiel zou zijn om de steun te dragen, ik op de bodem desnoods een plak lood kon leggen. Dat gaat niet als er al twee condensatoren staan. Aldus werden de condensatoren aan het deksel gehangen. Voor de afstemming twijfelde ik nog of ik twee ball-drives die al dertig jaar niets lagen te doen, ertussen zou zetten. Die leveren een extra 1:3 vertraging en dat stemt wellicht makkelijker af. Aan de andere kant doe je er dan ook 3x langer over om de condensator over zijn hele bereik te draaien. Uiteindelijk besloot ik om het niet te doen. Ik had wel bij Conrad twee askoppelbussen mee besteld, plus twee 6mm asverlengers. Die hebben ze gewoon nog: 10cm lang, en dat gebruikte ik als isolatie voor de condensatoren. Voor de 2x500pF niet nodig, maar de 200pF condensator is uiteraard "heet" en daar is isolatie voor noodzakelijk. Voor de aansluiting van de loop gebruikte ik gewone piratenpluggen. Ik monteerde onder elke montagebout een soldeerlip, en sloot de pluggen aan met 5 in elkaar gedraaide stukken gestript 2,5mm^2 installatiedraad: 1 draad aan elke soldeerlip en 1 aan de middenaansluiting. Daarmee wordt een eventueel aangesloten coax in zijn geheel



De uitvoering zoals G8ODE 'm bedacht had

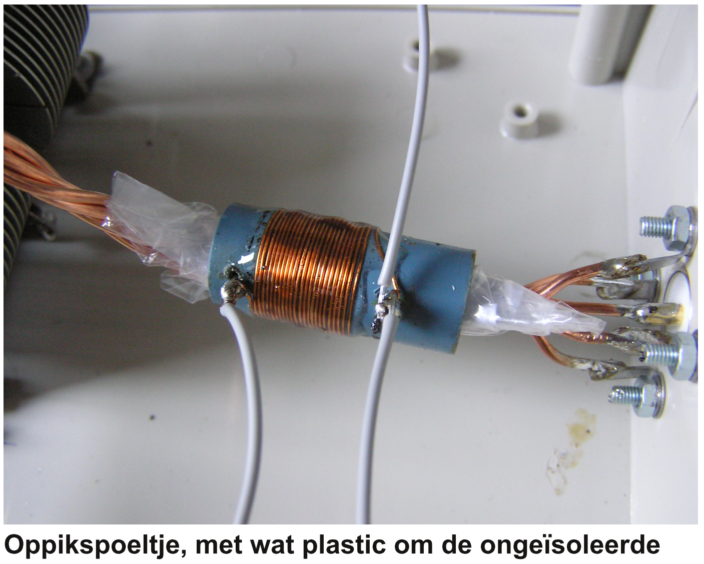


gebruikt als straler, en het parallel schakelen van de vier hoekpunten als massa minimaliseert de weerstand.

Voor de MFJ-C werd een steun gemaakt uit een stukje printplaat, waarbij de as galvanisch losgefreesd werd van de rest van de steun, omdat alles immers HF voert bij de inkoppel-C. Helemaal recht kreeg ik het niet, maar dat is in het uiteindelijke resultaat gelukkig geen probleem. Met de steun kon ik de inkoppel-C op dezelfde hoogte krijgen als de 2x 500pF afstem-C, waar de ashoogte wat meer bepaald wordt door de constructie.



Voor het detectiecircuit wikkelde ik conform het voorbeeld van G8ODE een spoeltje met 24 windingen, en schoof die over de draden die van de piratenplug naar de afstem-C liepen. Ik vond in de junkbox niet zo gauw meer een Germanium diode, dus plakte ik er voorlopig een 1N4148 in. Eerst maar eens kijken of het werkt.



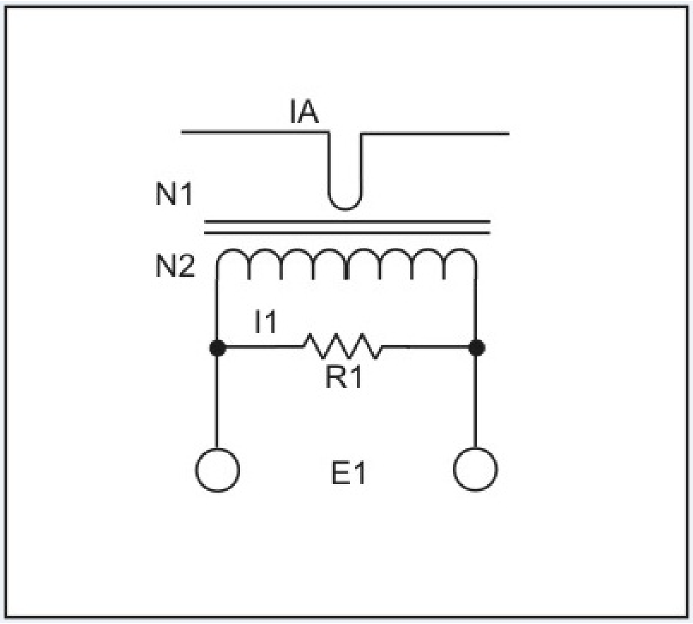
Oppikspoeltje, met wat plastic om de ongeïsoleerde draden naar de connector om de boel een beetje galvanisch gescheiden te houden.

Dat was geen succes. De uitlezing van de meter was uitermate frequentie-afhankelijk (op 40m was er zo goed als geen uitslag, en op 20m verboog de naald), en ik had behoorlijk last van hand-effect. Als ik maar in de buurt van de potmeter kwam die de gevoeligheid moet regelen, ging hij de hoek in. Dus knoopte ik het potmeterhuis en de massa van de meetschakeling aan de massa van de ingangsplug, hoewel theoretisch het hele meetcircuit onafhankelijk en galvanisch gescheiden van het ingangscircuit zou moeten kunnen functioneren. Maar het bleef brak werken, met nog steeds aardig wat handeffect.

En toen ging er een waskaarsenfabriek in de fik. Hoe kon ik zo stom zijn! Dat komt ervan als je stopt met denken en klakkeloos ontwerpen van andere amateurs nabouwt. Van die hele oppikspoel deugde niets. Het magnetisch veld van de loop staat immers haaks op het veld van de oppikspoel! Regel nummer 1 bij het ontwerpen van een schakeling is altijd dat je spoelen haaks op elkaar zet, zodat ze elkaar niet "zien". En wat doe ik: ik zet de oppikspoel haaks op de loop… De enige reden dat het circuit nog iets doet, is de capacitieve koppeling tussen loop en oppikspoel, maar niet de inductieve koppeling. Daarom is de zaak zo frequentie-afhankelijk. Hoe hoger de frequentie, hoe meer HF er door de capaciteit tussen oppikspoel en loop komt. Dat verklaart een hoop.

Dus weg met die spoel. Maar wat dan? Ik bedacht dat een ringkern wel een goede optie zou zijn. Een ringkern om een poot van de loop telt als 1 winding. Zo'n constructie is een stroomtransformator: de stroom in de wikkeling om de ringkern is een factor n lager dan de stroom door de loop, waarbij n het aantal windingen is. Eigenlijk de verhouding tussen primaire en secundaire windingen, maar het aantal primaire windingen is 1…

De stroom die door een loop loopt, is groot. Maar hoe groot? Ik rekende het uit met de online Magnetic Loop Antenna Calculator[2]. Met een loop van 3 meter omtrek (ongeveer 1 meter diameter) en 5W (het moet met QRP ook nog werken!) bij een frequentie van 14MHz loopt er in de loop dan 3.92A volgens de calculator. Hoe moet dat secundaire circuit er dan uitzien?



De stroom door R1 wordt dan I1 = IA (N1/N2). Als bijvoorbeeld de antennestroom IA gelijk is aan 1 Ampère, en de wikkelverhouding is 1:50, dan loopt er 20 mA door R1. Binnen redelijke grenzen loopt die 20 mA door vrijwel elke waarde van R1.

De afweging vindt plaats tussen de waarde van R1 en het aantal wikkelingen van de stroom-transformator. Je wilt genoeg HF spanning E1 hebben om een gelijkrichter en meter aan te sturen over een redelijk bereik. Aan de andere kant wil je niet teveel weerstand terug reflecteren naar het primaire circuit en zo verlies aan je mooie laag-Ohmige loop toevoegen. De weerstand die je aan de loop kant terugziet, is:

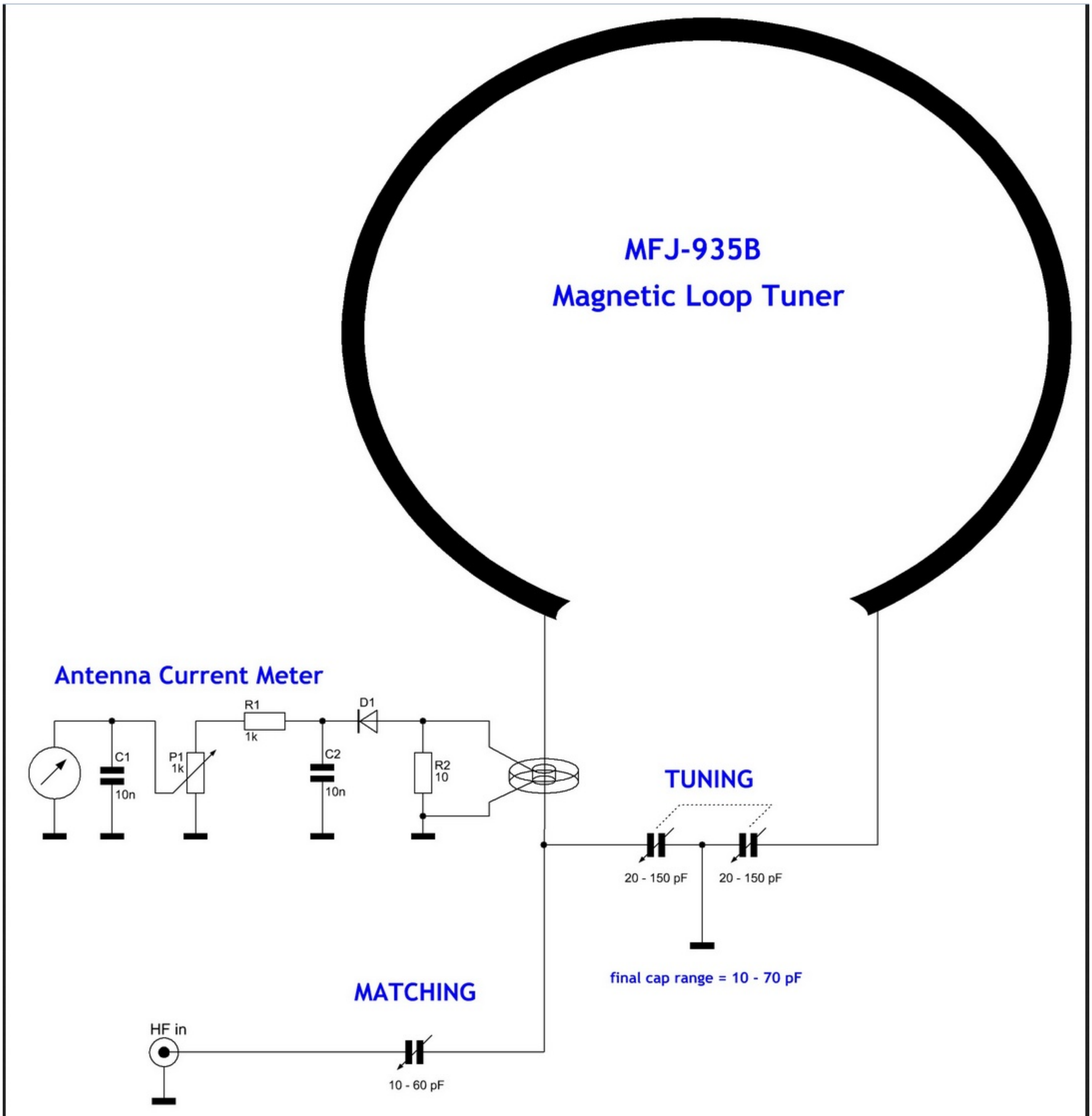
$$R_R = R1 * \left(\frac{N1}{N2}\right)^2 \; Ohm$$

Laten we even aannemen dat je de hierboven genoemde 1:50 wikkelverhouding toepast. Als R1 dan 50 Ohm is, dan is E1 = 1 V(RMS), namelijk 20mA x 50 Ohm, en de gereflecteerde weerstand is 20 milliOhm. Als de antenneweer-stand 1 Ohm was, dan betekent dat een toename van 2%, en dat is acceptabel. Maar die 1 Volt RMS over R1 kon wel eens niet genoeg zijn voor een fatsoenlijk lineair bereik met een halvegolf gelijkrichter met Germanium diode.

Aan de andere kant: ik wilde er niet een echte antennestroommeter van maken. Het ding moet een relatieve indicatie geven van de stroom, niet een absolute. Met andere woorden: ik wil de stroom door de loop maximaal kunnen maken, zonder te weten hoe groot dat maximum precies is. Hier komt het voordeel van de keuze voor een 50uA metertje naar voren. De inwendige weerstand van de meter bleek ongeveer 6k te zijn. Dat betekent dat er 6000 Ohm maal 0,00005 Ampère = 0,3Volt over de meter moet staan om volle schaal aan te geven. Doe daar 0,5V diode bij, en ik heb aan ongeveer 1V genoeg. Topwaarde. Al spelend met de online loop calculator door verschillende vermogens, frequenties en loop groottes in te voeren (mijn K1 levert in de stand “tune” ongeveer 1,5W), leverde dat een stroom op van ergens tussen de 0,9 en 2A. Om de loop niet al te zeer te verstieren, besloot ik tot een wikkelverhouding van 1:100. Dat betekende wel meer dan 2m draad van 0.2mm op een FT50-43 kern en dat wikkelt vooral in het begin niet lekker…



Voor 1V heb ik dan een weerstand van 100 Ohm nodig. (Waarom? 1A stroom door de loop. 100 windingen op de spoel. Dus 1/100 =10mA secundair. Ik wil 1V. U=I*R dus R=U/I =1/0,01 =100). Ik nam 2 weerstanden van 220 Ohm parallel, en wel om de volgende reden: ik reken nu met minimale vermogens van 1,5W en daaromtrent. Maar als je wat meer gaat verstoken (10W of meer) dan loopt de stroom in de loop op tot 5A of meer. Secundair is dat 50mA, en het vermogen in de weerstand is dan 50^2*100=0,25W – precies het maximum van een standaard weerstandje. Beter een beetje reserve inbouwen. En waarom 220 Ohm? Dat levert met de parallelschakeling van twee weerstanden 110 Ohm op, en aangezien de stroom hetzelfde blijft (het is immers een stroomtransformator) levert dat net weer ietsje meer spanning op. Zat ik nou wel goed met al deze redeneringen? Ik ging toch nog weer een keer op zoek naar een schema van de MFJ936B en zowaar, ik vond ‘m!

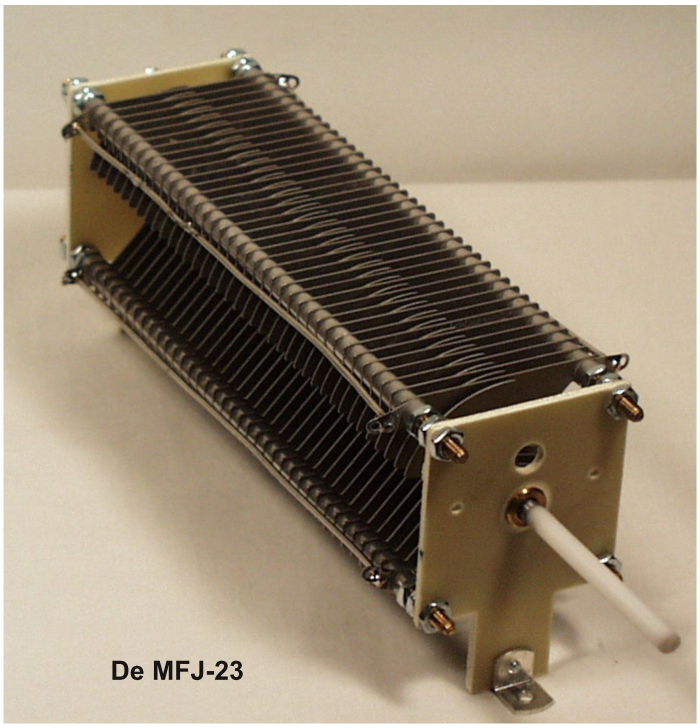


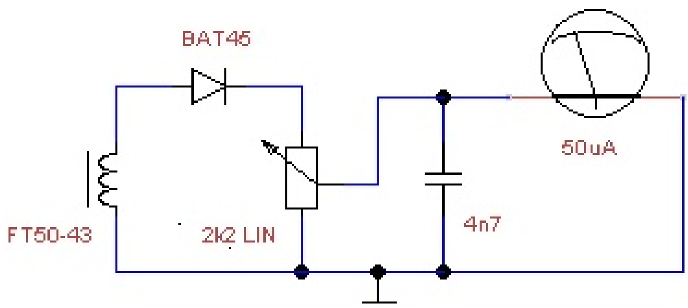
De manier waarop MFJ het doet...

MFJ gebruikt een secundaire weerstand van 10 Ohm. Geen idee wat hun wikkelverhouding is, maar óf je hebt een hoop stroom nodig om een fatsoenlijke uitslag op je meter te krijgen, óf je reflecteert toch nog wel een hoop weerstand terug naar de primaire – loop – kant als het aantal windingen laag is. De waarheid zal ergens in het midden liggen, want MFJ specificeert haar tuner voor 150W en dan zijn de stromen toch wel iets anders dan in mijn opzet. Merk ook op dat de waardes die MFJ voor de afstemcondensatoren aangeeft, aanzienlijk lager zijn dan wat ik gebruik. Dat verklaart ook waarom er in het tabelletje voor de loop lengtes van MFJ nauwelijks een octaaf (factor 2 in frequentie) gehaald wordt met een bepaalde lengte:

Band (meter)	Multiband Loop lengte (meter)
40, 30	6
30, 20	3,9
30, 20, 17	2,7
20, 15	2,1
17, 15, 10	1,2

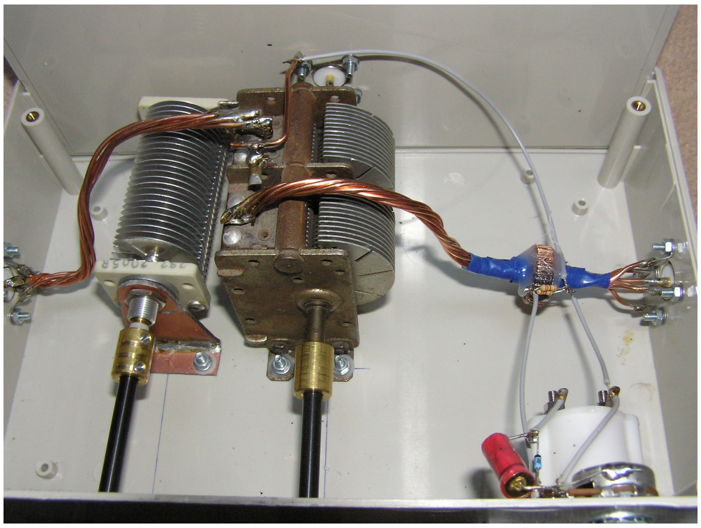
Overigens is de butterfly afstemcondensator uit de MFJ936B voor $90 ook los te koop onder het typenummer MFJ-23. Ik begrijp de reden ook wel waarom die niet 2x500pF is, als je de lengte van de MFJ-23 bekijkt. Zou die 2x500pF zijn, dan wordt hij 2,5 keer zo lang en dan spreek je ook niet meer echt van portable. Het voordeel van 2x500pF is, dat het bereik van de loop groter wordt en er dus niet zo snel van loop grootte gewisseld hoeft te worden. Het nadeel van een omroep-C is de plaatafstand, want die bepaalt het vermogen wat je er in kunt versto-ken. Mijn ervaring met omroep-C's in loops is dat een Watt of 40 nog wel gaat. Daarboven gaat het knetteren, een beetje afhankelijk van de luchtvochtigheid uiteraard. Maar aangezien deze loop bedoeld is voor de K1, PSK31 transceiver of 80m QRP-set eventueel aangevuld met 40W lineair uit de zelfbouwvoorraad, gaat de omroep-C de taak vast wel goed vervullen.


De MFJ-23



Het meetcircuit

Terug naar de stroomtransformator. Ik wikkelde geduldig die 100 windingen om een FT50-43, draaide wat isolatieband om de 5 stukken gestript 2,5mm^2 (want daar staat wel een kV of daaromtrent, en anders slaat dat door op de wikkeling van de stroomtransformator) en schoof de spoel eroverheen, met een dot hot-glue om 'm op zijn plaats te houden. Nu nog maar eens testen. En nou werkt het prima: op alle banden een fatsoenlijke uitslag, voor zover ik er een stuk draad voor had. Uiteindelijk vond ik in de junkbox nog een BAT45 en die heeft een V_f van 0,35V. Dat maakte de meter weer net een stukje gevoeliger.


De spoel op zijn plaats gelijmd

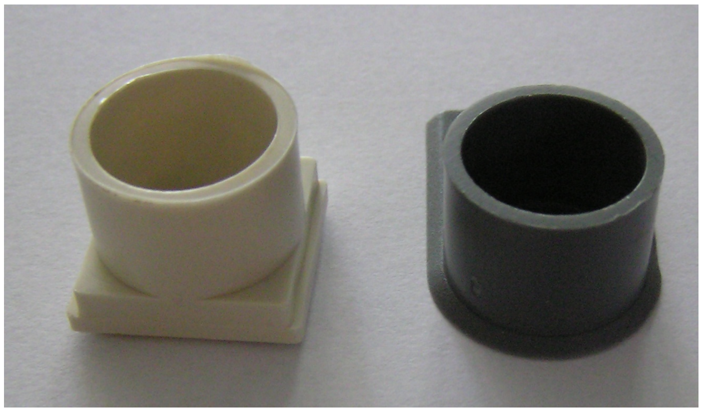
Nu was ik zover dat het kastje dicht kon, en ik me op de verdere mechanica kon richten. Ik had 5 meter RG213 mee besteld met het kastje, plus bijbehorende PL-pluggen, en dat betekent dat je een loop-diameter krijgt van 1.6 meter. Omdat ik het geheel flexibel, multi-inzetbaar en vooral makkelijk mee te nemen wilde maken, koos ik voor een constructie met standaard 5/8" installatiebuis met verschillende lengten. Te

weten: 6 stukken buis van 30cm ter verlenging (waarvan één met kabelgeleider), twee stukken van 47cm (met kabelgeleider) en 1 koppelstuk van 37cm. Waarom 37cm? De pluggen voor de loop zitten 3cm onder het deksel. Dat opgeteld bij het koppelstuk van 37cm maakt 40cm. Het koppelstuk wordt gemaakt door 2 sokken aan één van de kanten op een halve buisdiameter van het midden af te zagen. Daarna die sokken aan de afgezaagde kant precies uitvijlen zodat deze om een buis heen passen. Vervolgens die twee tegenover elkaar op de 37cm buis lijmen met het hart op 17cm van de onderkant. Zo ontstaat de invoer voor de dwarssteunen. De twee 47cm buizen krijgen ieder een sok aan het uiteinde waar ook weer een stuk uitgevijld is om de kabel door te geleiden. En één van de 30cm stukken krijgt ook een sok met uitgevijlde kabelgeleiding. Deze komt altijd aan de bovenkant.

Omdat ik slechte ervaringen had met de stabiliteit van installatiebuis als drager (bij enige mechanische belasting gedraagt het zich als een Alphense hijskraan) besloot ik de zaak wat te verstevigen door de buizen op te vullen met purschuim. Op de bus stond dat je de boel voor de helft moest vullen, maar eigenwijs als ik was, purde ik de buizen helemaal vol. Met navenant resultaat:



Oeps. Iets teveel van het goede. Dat was gelukkig vrij makkelijk af te snijden met een mes. Maar wat gebruik je als voet? Ik had de keuze uit twee van die houdertjes die gebruikt worden om in montagedozen te schuiven om de pijp in te schuiven. Vanwege de kleur koos ik voor de beige uitvoering.

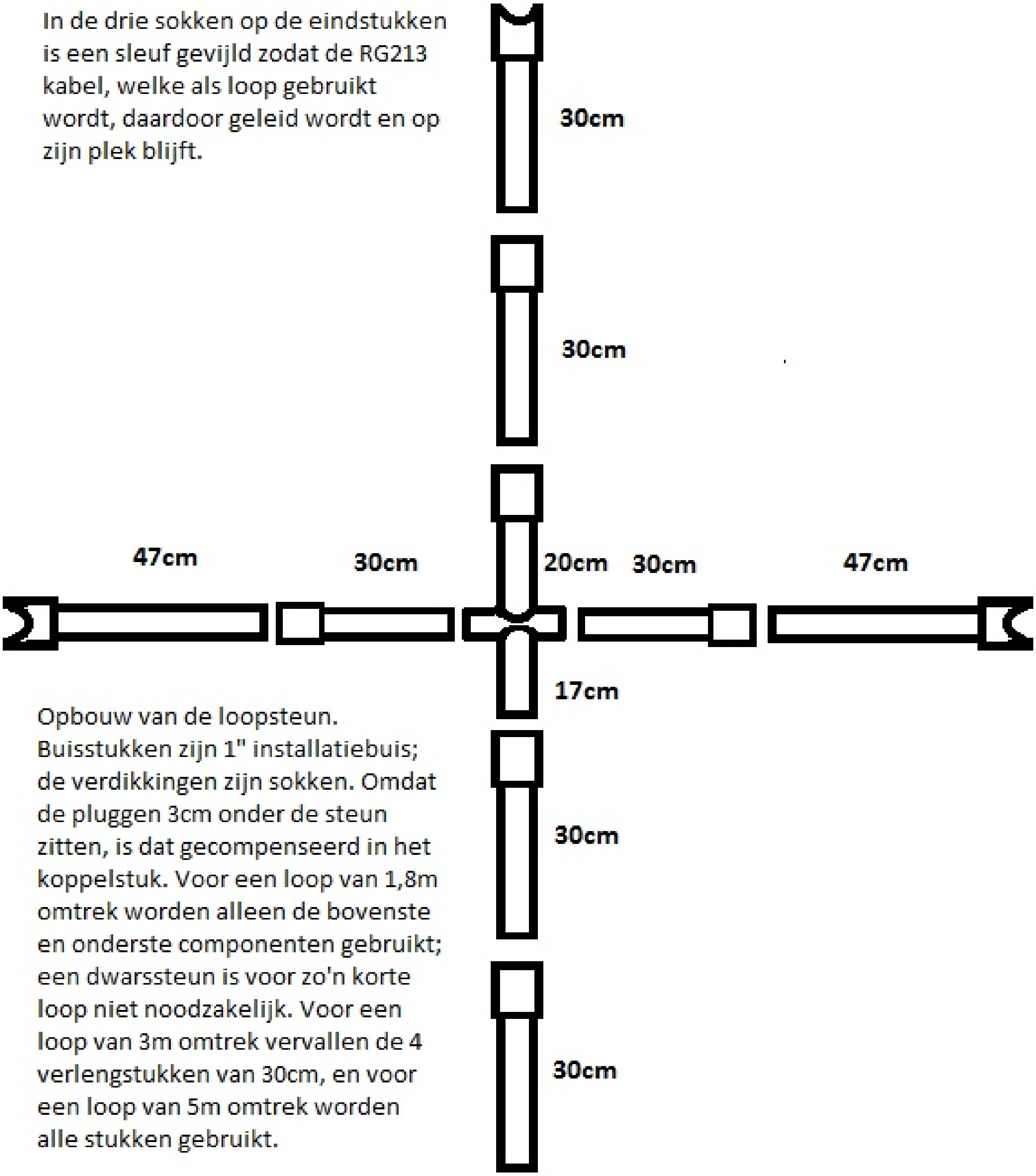


De voet werd met hard-PVC lijm vastgezet, en na het drogen was het tijd voor de praktijktest.
Ik heb nu de volgende mogelijkheden:
• Stuk draad van 1,8m. Loop diameter ca. 60cm. Daarvoor gebruik ik 1 30cm verlengbuis en 1 30cm buis met kabelgeleider. Voor deze diameter is geen dwarssteun nodig: de RG213 is stevig genoeg.
• Stuk draad van 3m. Loop diameter ca. 1m. Begin verticaal met een verlengstuk van 30cm, daarna het koppelstuk, dan het 30cm stuk met kabelgeleider. Horizontaal de twee stukken van 47cm met kabelgeleider en dat tezamen maakt een loopsteun voor een diameter van 1 meter.
• Stuk draad van 5m. Loopdiameter ca. 1.6m. Begin verticaal met twee verlengstukken van 30cm, daarna het koppelstuk, dan een 30cm verlengstuk en tot slot het 30cm stuk met kabelgeleider. Nu horizontaal beginnen met aan elke kant een 30cm verlengstuk en dan de twee 47cm stukken met kabelgeleider. Totale diameter nu 1,6m.

Ik begon met de laatste versie – de grootste dus – en zette de steun in elkaar. Ik plaatste ‘m in de voet, drapeerde de kabel door de steunen en liet los. Het was écht een Alphense hijskraan. De constructie boog ondanks het purschuim behoorlijk door, de kracht op het kleine voetje was toch te groot en deze brak van het deksel af, waardoor de antenne omging. Proef mislukt. Hier was grover geschut nodig.

De Zoetermeerse Bouwhof bracht uitkomst. Die

In de drie sokken op de eindstukken is een sleuf gevijld zodat de RG213 kabel, welke als loop gebruikt wordt, daardoor geleid wordt en op zijn plek blijft.

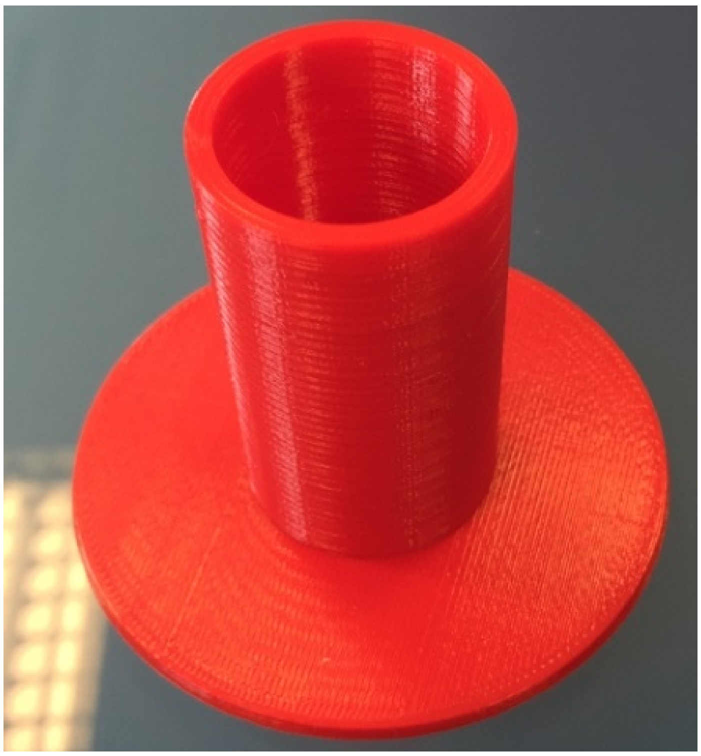


Opbouw van de loopsteun. Buisstukken zijn 1" installatiebuis; de verdikkingen zijn sokken. Omdat de pluggen 3cm onder de steun zitten, is dat gecompenseerd in het koppelstuk. Voor een loop van 1,8m omtrek worden alleen de bovenste en onderste componenten gebruikt; een dwarssteun is voor zo'n korte loop niet noodzakelijk. Voor een loop van 3m omtrek vervallen de 4 verlengstukken van 30cm, en voor een loop van 5m omtrek worden alle stukken gebruikt.

Overzicht van de loop-steun constructie

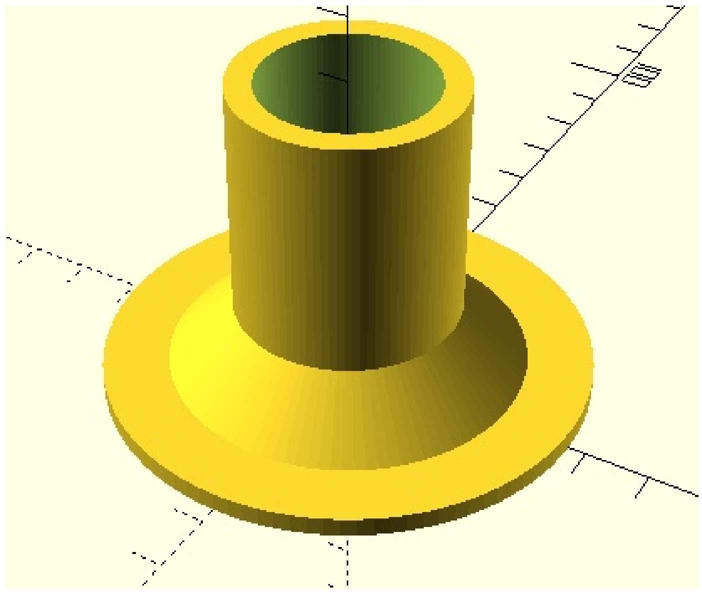
hadden 1” installatiebuis op voorraad, en ik kocht twee lengtes van 2m. Ook hadden ze de 1” sokken om de stukken buis aan elkaar te maken. Maar voor de voet was geen oplossing: inschuifstukken voor installatiedozen waren er niet in 1”. Wat nu? Ik herinnerde me dat Robert PA2RDK over een 3D printer beschikt, dus vroeg ik hem of hij voor mij een voet voor een 1” pijp zou kunnen printen.

Printen kon hij wel, maar ontwerpen niet. Dat moest ik zelf zien te regelen. Een nieuwe uitdaging. Ik zocht naar allerlei bestaande ontwerpen op Thingiverse[3], en vond iets dat er op leek: een flens. Na het bestuderen van de source in OpenSCAD[4] begreep ik een beetje hoe het werkte. Ik maakte een ontwerp en vroeg Robert of hij het wilde printen. Wonderwel snapte zijn printersoftware mijn ontwerp output – want dat moet je ook altijd maar afwachten – en hij leverde mij keurig de voet.



De eerste print-out van de voet

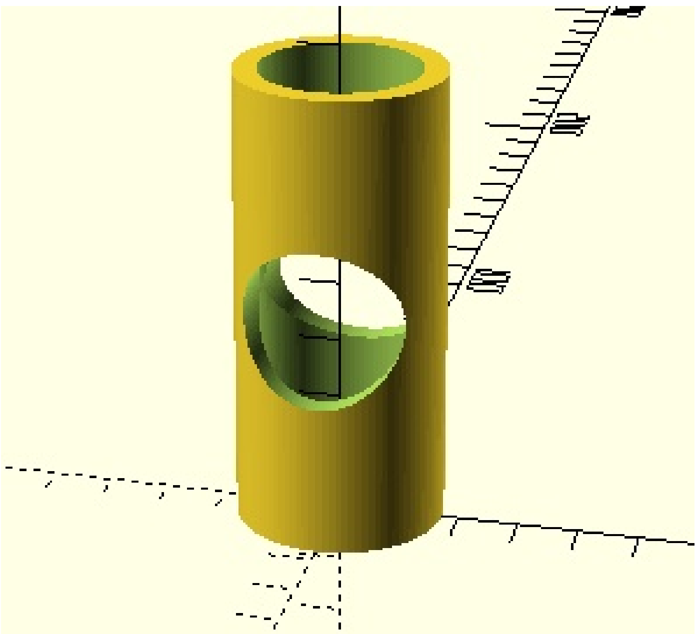
Het was nog niet helemaal goed. Door toleranties was de binnendiameter van de voet niet 25.4mm, maar 24.5mm – en dat was niet omdat ik een tikfout in de software gemaakt had. Ik besprak dat met Robert en hij stelde voor het ontwerp wat aan te passen, en dan meteen wat steviger te maken. De 2mm die ik had bedacht voor zowel voetdikte als wanddikte waren misschien toch wat te krap om de krachten te kunnen weerstaan. Dus paste ik het ontwerp aan: de voetdikte werd 3mm, er werd een versteviging om de onderkant van de cilinder aangebracht van 10mm, en de wanddikte van de cilinder werd 4mm. Ik kreeg steeds meer handigheid in de 3D CAD-software! Het resultaat mocht er zijn, en nadat Robert deze uitvoering geprint had bleek deze als gegoten om de 1” buis te passen.



OpenScad ontwerp van het uitendelijke exemplaar

Ik had wat te weinig 1” sokken voor de constructie gekocht, omdat de Bouwhof er maar 9 in de lichte kleur had. In totaal zouden er 11 nodig zijn: 5 voor de 30cm verlengbuizen, 3 die mishandeld werden als kabelgeleider, 1 voor het koppelstuk en 2 om op te offeren voor de dwarsverbindingen aan het koppelstuk. Mijn idee was om die ontbrekende twee sokken bij de Gamma of Praxis te halen. Maar die vlieger ging niet op: beide winkels van de in Zoetermeer gevestigde ketens hadden helemaal geen 1” installatiemateriaal! De Bouwhof had nog wel dat grijze spul had ik gezien, maar dan moest ik weer een keer apart naar de Bouwhof en daar had ik op dat moment geen zin in. De oplossing kwam vanzelf toen Robert vroeg om een steun te ontwerpen voor zijn FT817 die hij dan uit kon printen. Als er toch weer geprint moest worden, kon ik ook wel een ontwerp maken van een

compleet koppelstuk voor de dwarsverbinding. Dat scheelt me precies die twee sokken die ik tekort kwam… En zo geschiedde. Rekening houdend met de toleranties die ik inmiddels kende, maakte ik een ontwerp voor een holle cilinder met een gat door-en-door, waarmee ik de dwarsverbindingen kon realiseren. Hoewel de printer een beetje moeite heeft met "in de lucht printen" zoals Robert het noemde (hij moet ergens beginnen om dat gat te maken), was het resultaat uitermate bruikbaar. Er hoefde niets bij- (of af-) gevijld te worden, het paste precies.



Ontwerp van de dwarssteun

Ik lijmde de desbetreffende sokken op de daarvoor bestemde buizen met een pot hard-PVC lijm, en lijmde de voet met 2 componentenlijm op de tuner. Na het drogen was het tijd voor de maiden test. Buizen in elkaar gedrukt, kabel erover, en voorzichtig losgelaten. Geen enkel probleem. Het zwabbert niet, volgt wel enigszins de kabel als je die niet goed "ontrolt", en is boven verwachting stabiel. Ik had gedacht dat zo'n grote constructie op zo'n klein kastje gauw om zou vallen, maar dat is zeker niet het geval. De 5m RG213 laat zich afstemmen van 40-20m. 17m ging net niet meer. Om 17m te testen, gebruikte ik het stuk draad van de eerder beschreven remote afstembare loop[1]. Die is 3m lang, maar heeft halverwege een installatiedoos waar de inkoppeling met ringkern plaatsvindt in dat ontwerp. Theoretisch moet ik die inkoppeling kortsluiten, want ook dit is een stroomtransformator maar nu met open secundaire winding, waardoor de spanning – alweer theoretisch – naar oneindig zou willen om die 20mA of wat dan ook te laten lopen. Ik deed dat niet. Of dat het resultaat beïnvloedde weet ik niet. Ik maakte op 20m wel verbindingen, maar op 40m wilde dat niet echt lukken. Dat is niet gek als je bedenkt dat de efficiency van een 3m lange loop op 7MHz ongeveer 4% is. En dat is -14dB, dus meer dan 2 S-punten onder een dipool. Van mijn 5W blijft dan nog 200mW over, vergeleken met een full size dipool. Op 20m is de efficiency bijna 35% (-4.6dB t.o.v. een dipool) en dat is helemaal niet slecht.

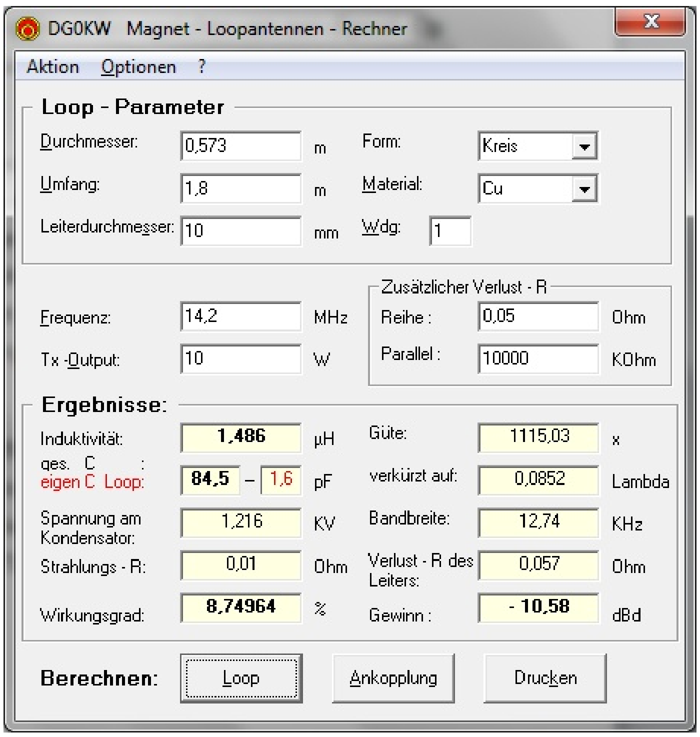


Loop tijdens de eerste testen

Resultaten.

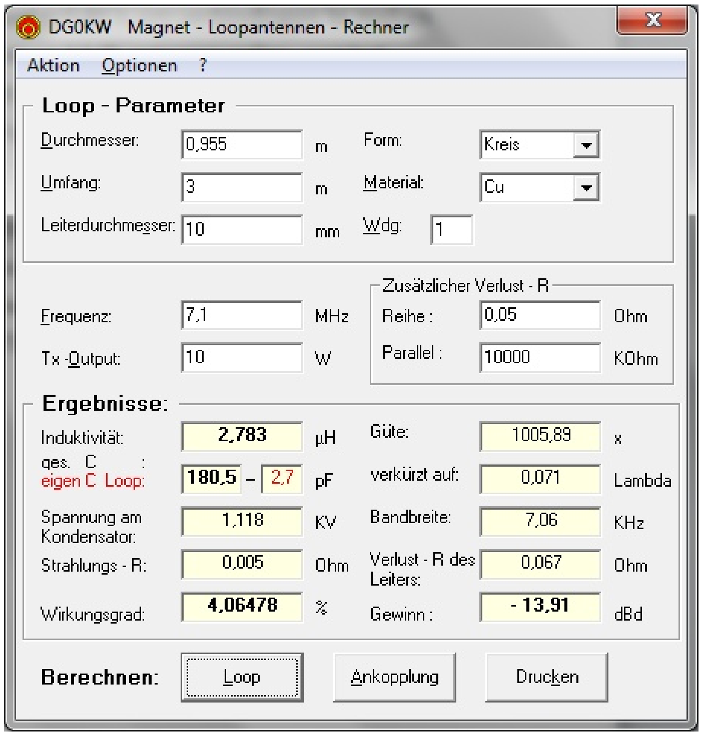
De antenne doet het uitstekend. De afstemming is toch nog wel erg gevoelig, maar nu nog de ball-drives ertussen frommelen zie ik niet zo zitten. Daar waar de staandegolfverhouding van een loop met vaste inkoppeling toch altijd wel

wat afhankelijk is van de werkfrequentie, kan je met deze antenne de boel keurig 1:1 regelen. Dat wil zeggen: je dient de antennestroom maximaal te maken, en niet de SWR 1:1 zien te krijgen. Die twee liggen dicht bij elkaar, maar maximale antennestroom is niet altijd precies 1:1, hoewel het niet veel uit elkaar ligt. En realiseer je dat de meeste sets tot een SWR van 1:2 geen krimp geven. Is de SWR beduidend hoger, dan is je inkoppel instelling niet goed. Begin daar met een lage waarde – bij mij tussen de 1 en 2 en als de condensator lineair is, is dat theoretisch tussen de 20 en 40pF – en zoek iteratief de hoogste antennestroomwaarde waarbij je zal zien dat de SWR dan nagenoeg 1:1 is. De antenne + tuner op de tuintafel leverde interessante QSO's op en de resultaten met een 5W setje op deze loop waren boven mijn verwachting. En wat was die verwachting?



Het programma Magnetloop geeft voor een stuk draad van 1,8m en 10mm dik (RG213) op 14,2MHz een efficiency van 8,7% (-10,58dB) en daarmee verlies je bijna 2 S-punten ten opzichte van een dipool. Op 15m is dat al opgelopen naar 28,8% (-5,4dB dus nog geen S-punt) en op 10m is dat 53,5% (-2,7dB). Ik heb die lengte overigens nog niet geprobeerd.

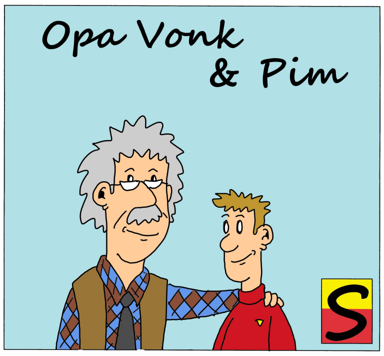
Met een lengte van 3m zijn de cijfers: Voor 40m



4% efficiency (-13,9dB), voor 30m 13% efficiency (-8,9dB), voor 20m 33,6% efficiency (-4,7dB) en voor 17m 56% efficiency (-2,5dB). Zoals je ziet, kan je voor 40m bijna beter een dummyload aansluiten. Hoewel het me wel gelukt is om verbindingen te maken met een 3m loop op 40m, kan je je wel voorstellen dat je met 5W en 14dB antenneverlies, wat het totaal verlies op 27dB brengt t.o.v. 100W in een dipool (want 100W/5W=13dB en dat +14dB verlies is 27dB), niet echt meetelt op de band. 27dB minder dan 100W is te vergelijken met 200mW in een dipool. In CW gaat het nog wel, maar in phone zal je er een harde dobber aan hebben.

Dan een loop van 5m: die heeft op 40m een efficiency van 18,9% ofwel -7,25dB. Het hangt er maar net van af wie je het vraagt: 66pacific.com[2] geeft voor dezelfde loop parameters een efficiency van 23% (-6,3dB). Slechts één S-punt verliezen op 40m met slechts 5m draad is helemaal niet slecht. Op 30m loopt dat op naar 44,2% (-3,6dB) en op 20 heb je maar liefst 73% efficiency (-1,4dB). Voor 40-20m is 5m draad dus een uitstekende optie.

[1] http://www.pi4raz.nl/razzies/razzies201402.pdf
http://www.pi4raz.nl/razzies/razzies201306.pdf
[2] http://bit.ly/1jgBp7Y
[3] http://www.thingiverse.com/
[4] http://www.openscad.org/



Pim stond met een beteuterd gezicht te wachten tot hij de aandacht van Opa Vonk kreeg, die verdiept was in een vreemd uitziend apparaat waar beurtelings geluid en rook uit scheen te komen. Hij had inmiddels wel geleerd zijn Opa tijdens zo'n proces niet te storen, om onverwachte bewegingen - meestal gevolgd door nog meer rook - te voorkomen. Zijn blik dwaalde af naar de rookmelder aan het plafond van Opa's piephok, waar een blauw hoesje omheen zat zoals die in de bouw gebruikt worden om ontijdig afgaan van de rookmelder te voorkomen tijdens de nog gaande zijnde werkzaamheden. Het zal Oma's gemoedsrust wel ten goede komen, bedacht hij, maar de brandveiligheid beslist niet. Eindelijk kreeg Opa hem in de gaten, en schoof zijn bril op zijn voorhoofd. "Hee, ben jij weer boven water?" begon Opa enthousiast. "Vakantie voorbij, dus tijd om Opa lastig te gaan vallen?" voegde hij daar met een grijns en een knipoog aan toe. "Jawel, we zijn weer terug. Op de camping veel Zuid-Amerikaanse stations op 10m gehoord door de condities, heel leuk om naar te luisteren", zei Pim. Nu pas zag Opa het witte doosje dat Pim in zijn hand had. "Zo, wat heb je nu weer gesloopt?" zei Opa quasi-verontwaardigd. "Ik heb niets gesloopt!" stoof Pim op, om daarna te ontdekken dat Opa hem zat te voeren. "Ik heb halogeenverlichting in mijn kamer, maar die transformator bromt altijd zo als ik het licht dim met mijn Marmitek dimmer", zei Pim, inmiddels wat gekalmeerd. "Dus dacht ik slim te zijn en een elektronische halogeentrafo te kopen. Die hoor je niet, want die zitten op een veel hogere frequentie. Ik had deze speciaal uitgezocht op de specificatie dat hij kon werken met een fase aansnijdende dimmer, maar na 1 avond ging letterlijk het licht uit", besloot Pim zijn introductie van zijn probleem. Opa zei geamuseerd: "Toe maar. Fase-aansnijdende dimmer. Je hebt je aardig in de materie verdiept. Ben je nog op onderzoek uitgegaan naar de

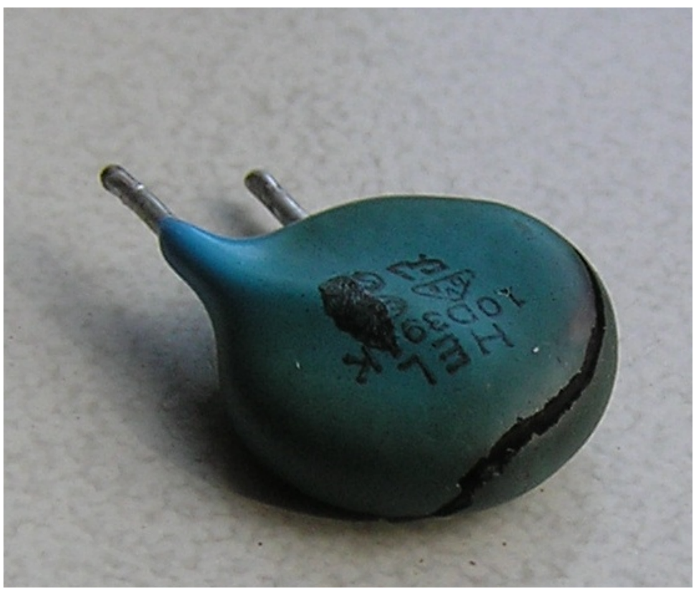


oorzaak?" vroeg hij. "Jawel", antwoordde Pim. "De T2,5A zekering in de Marmitek dimmer is egaal zwart en meet oneindig met mijn universeelmeter, dus die was stuk. Ik had alleen een T6,3A zekering dus heb ik die er in gezet, maar de lampen gaan niet meer aan", zei hij. "2,5 Ampère traag vervangen door 6,3 Ampère! Weet je wel hoe gevaarlijk dat kan zijn?" bulderde Opa. "Nee", zei Pim, en keek met een schuin oog naar de afgedekte rookmelder. Opa deed of hij dat niet zag, en zei: "Er zou brand kunnen ontstaan! Heb je gekeken of de dimmer het nog doet?", vroeg hij, toch wel nieuwsgierig naar het probleem. "Ja". zei Pim. "Daar heb ik naar gekeken. Als ik met de spanningszoeker op de uitgang van de dimmer kijk, licht die gewoon op als ik 'm bedien. Het lijkt dus mijn elektronische transformator te zijn", zei hij. "Dat heb je goed bedacht, jongen", knikte Opa instemmend. "Eerst bij de bron beginnen. En dan naar het probleem toewerken. Het is dus de transformator. Heb je die al open gemaakt?". "Nee", antwoordde Pim. "Dat is toch meer Uw wereld." Opa knikte instemmend, inmiddels in beslag genomen door het probleem. "Als dimmer en transformator incompatible met elkaar waren geweest, had het meteen al niet gewerkt. Maar je zei dat pas nadat de verlichting de hele avond gebrand had, de transformator er mee stopte", dacht Opa hardop, intussen de transformator ronddraaiend tussen zijn vingers. "Laten we 'm maar eens openmaken en kijken wat daar te zien is", besloot hij. "Misschien zit daar ook wel een zekering in en lost dat het probleem op".

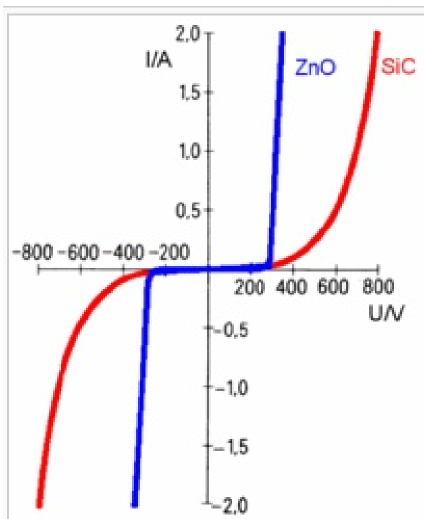
Opa voegde de daad bij het woord en draaide de twee schroeven die de transformator bij elkaar hielden, los. Dat er een probleem was, bleek wel uit hoe de deksel er uitzag:



"Uh, daar is wel het een en ander misgegaan", constateerde Pim bij de aanblik van de zwarte vlek op het deksel. "Maar wat? Oh, ik zie het al, een kapotte condensator", vervolgde hij, wijzend op een rond schijfje op de print die eveneens zwartgeblakerd was en een scheur vertoonde. "Ik denk niet dat het een condensator is, maar ik zal 'm er eens uithalen", zei Opa, en pakte zijn desoldeerbout. Even later lag de boosdoener op tafel.



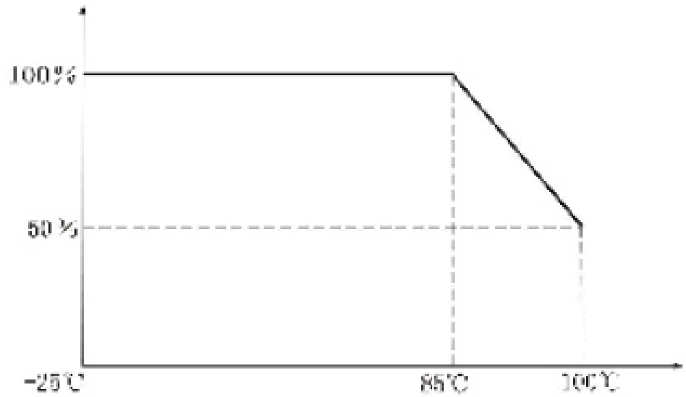
"Die is er inderdaad wel geweest", zei Pim. Intussen zat hij op zijn telefoon te tikken. Opa keek dat even aan met gefronste wenkbrouwen, maar kon zich toen niet meer inhouden: "Vind je Whatsappen weer belangrijker dan dit?" vroeg hij. Pim keek Opa verbaasd aan. "Whatsappen? Ik was aan het Googlen op het datasheet van een HEL 10D391K, want dat is wat er op staat", antwoordde hij. Nu was het Opa's beurt om verbaasd te zijn. "Dat had ik nog helemaal niet gezien, maar mijn leesbril staat dan ook nog op mijn voorhoofd. En heb je wat gevonden?" "Jawel", zei Pim. Het is een Metal Oxide Varistor." Zijn blik werd wat glazig. "Wat is dat nou weer voor ding? En waarom is hij kapot gegaan? " "Dat zijn twee vragen". antwoordde Opa. "Laten we met de eerste beginnen. De meest voorkomende uitvoering van een varistor is inderdaad de metaal-oxide varistor (MOV). Dit type bestaat uit een keramische massa zinkoxide korrels in een matrix van andere metaaloxiden (zoals kleine hoeveelheden bismut, kobalt, mangaan) tussen twee metalen platen (elektroden). De grens tussen elke korrel en zijn buur vormt een diode overgang, die stroom in één richting mogelijk maakt. De massa van willekeurig georiënteerde korrels zijn elektrisch equivalent aan een netwerk van back-to-back diode paren, elk paar parallel aan vele andere paren. Wanneer er een kleine tot matige spanning over de elektroden gezet wordt, vloeit er maar een kleine stroom, veroorzaakt door sperspanningslek door de diode overgangen. Wanneer er een grote spanning toegevoerd wordt, slaan de diode overgangen door als gevolg van een combinatie van thermionische emissie en elektrontunnelwerking (vergeet die termen maar: hij slaat door) en dan gaat er een grote stroom lopen. Het gevolg van dit gedrag is een sterk niet-lineaire stroom-spannings karakteristiek, waarbij de MOV een hoge weerstand heeft bij lage spanningen en een lage weerstand bij hoge spanningen.



Varistor current-voltage characteristics for zinc oxide (ZnO) and silicon carbide (SiC) devices

Een varistor geleidt niet onder normale omstandigheden en staat als shunt over de spanning die hij bewaken moet, en die spanning moet ruim onder zijn "clamping voltage" liggen. Varistors worden over het algemeen gebruikt voor het onderdrukken van spanningspieken. Maar een varistor kan geen idioot grote pieken aan zoals bij een blikseminslag, waarbij de hoeveelheid energie een aantal factoren groter is dan wat hij aankan. De stroom als gevolg van een blikseminslag kan de varistor compleet vernietigen, maar bij kleinere overschrijding van de maximale stroom kan hij ook beschadigd raken. In hoeverre zijn toestand verslechtert wordt aangegeven door de levensverwachtings-grafieken van de fabrikant waarin de relatie gelegd wordt tussen stroom, tijdsduur en aantal pieken. De belangrijkste parameter die de levensduur van de varistor bepaalt is de energie factor (Joule). Als de energie factor toeneemt, neemt zijn levensverwachting in het algemeen exponentieel toe, het aantal pieken wat hij aankan neemt toe en de "clamping voltage" gedurende elke puls neemt af. De waarschijnlijk-heid van een vroegtijdig overlijden neemt af als de specs ruimer gekozen worden, door ofwel een enkele varistor met hogere specificaties te nmen of meerdere varistors parallel te zetten. Een varistor wordt over het algemeen als gedegradeerd beschouwd als zijn "clamping voltage" met meer dan 10% veranderd is. In deze toestand is hij niet zichtbaar beschadigd en blijft nog wel functioneel (geen permanent falen). Maar wat het gevaar is vertel ik je zo. Want hoewel een MOV ontworpen is om gedurende korte tijd (ongeveer 8 tot 20 microseconden) grote hoeveelheden energie te verwerken, is hij doorgaans niet in staat om langdurig energie te absorberen. Onder normale omstandigheden is dat geen probleem. Maar er zijn situaties waarbij er langdurig overspanningscondities plaatsvin-den, zoals het aansturen van een spoel met een dimmer, waardoor steeds maar weer pieken optreden. Door deze langurige overspannings-condities kan een MOV veel warmte dissiperen, waardoor hij in de fik kan gaan. Er zijn gedocumenteerde gevalllen bekend waar brand ontstaan is door een in brand gevlogen varistor.

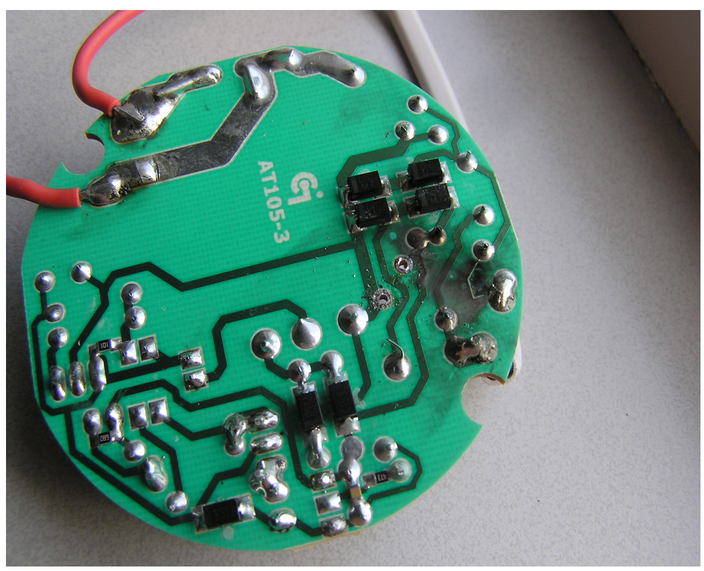
Hoe dat in gang gezet wordt, vertelt de volgende beetje wazige grafiek uit een Chinees (of Japans, daar wil ik van af zijn) document:



Erg duidelijk is het niet, maar wat wel duidelijk is, is dat boven de 85° de maximale spanning ineens hard achteruit holt. En dat brengt me op je tweede vraag: waarom is hij kapot gegaan? Nou, vermoedelijk heeft hij op de pieken van de dimmer een tijdje staan spetteren, is warm geworden, is zijn maximum spanning omlaag gelopen en de stroom deed de rest.

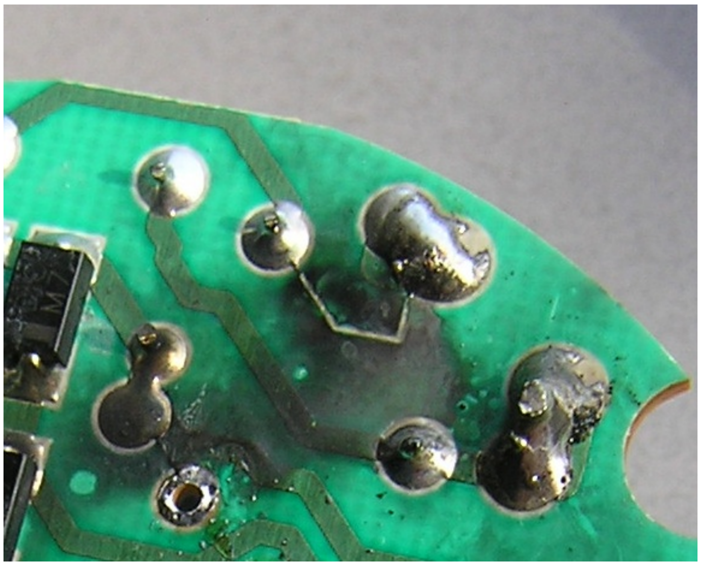
HEL-10D391K	☆	☆	☆	250	320	351	429
HEL-10D431K	☆	☆	☆	275	350	387	473
HEL-10D471K	☆	☆	☆	300	385	423	517

In bovenstaand tabelletje zie je de getallen voor respectievelijk Vac, Vdc, Vmin en Vmax. Je ziet dat een 10D391K best wel tot aan de rand van zijn specificaties bedreven wordt. Weliswaar staat in de specificaties voor de 10D391K dat hij 250VAC kan hebben, maar bij DC staat 320V. En kijk eens op de print waar hij zit?" zei Opa.



Pim bestudeerde de gaatjes waar de varistor gezeten had, en zei: "Achter de gelijkrichtbrug met de vier dioden". "Heel goed". zei Opa. "En wat is de gelijkgerichte netspanning?" Pim dacht even na en zei: "Wortel 2 maal de effectieve wisselspanning en dat is -" Hij pakte zijn telefoon en begon weer te tikken - "230 maal 1,41 en dat is afgerond 325,3V. Maar dat is meer dan 5V boven de specificaties!" riep hij. "Inderdaad", knikte Opa. "Er was dan ook niet veel voor nodig om 'm in brand te krijgen. Dus we zullen een vervanging bestellen, en dan nemen we gewoon een type hoger, dus de 10D431K of 10D471K." "Kan dat dan geen kwaad voor de rest van de schakeling?" vroeg Pim bezorgd. "Welnee. Van 320V naar 350V is ongeveer 10% verhoging. Die marge zit echt nog wel binnen het ontwerp. Over het algemeen is de primaire oorzaak van kapotte varistors de warmte, niet zelden als gevolg van thermal runaway, een effect waarbij het probleem zich versterkt. De varistor wordt heet, daardoor loopt zijn spanningsgrens omlaag, daardoor gaat er meer stroom lopen, waardoor hij nog heter wordt etc. tot hij klapt. Dit is het gevolg van een gebrek aan conformiteit tussen de individuele diodeovergangen, waardoor de hoofdroutes van de stroom ten onder gaan aan dit effect. En dan krijg je wat je nu ziet", zei Opa.

Pim bekeek het geblakerde printje nog eens van alle kanten. "Ik mis iets", zei hij. "En wat dan wel?" informeerde Opa. "Er zit geen zekering in dit ding. Althans, niet dat ik kan zien. Of het moet weer een bijzonder behuizing hebben zodat ik 'm niet herken. Maar ik zie geen zekering", beweerde Pim met grote stelligheid. "Oh, maar die is er wel hoor", zei Opa geamuseerd. "Anders zou zo'n apparaat nooit door de typegoedkeuring komen. Kijkt nog maar eens goed". Pim bestudeerde het printje nogmaals grondig, vooral in de buurt van de 230V aansluiting. "Ik zie écht geen zekering", zei hij onzeker. "Hier", zei Opa, en wees op het geblakerde stukje print. Zie je dat dat ene stukje printspoor véél dunner is dan alle andere? Het is nu geen printspoor meer, maar een inprint van wat eens een printspoor was. Het is totaal verdampt toen de varistor doorsloeg. En daar is



het ook voor bedoeld. Een soort printzekering, maar dan letterlijk. Waarschijnlijk zo berekend dat het spoortje met een ampère of 2 zou doorsmelten, laat staan met een volledige kortsluiting achter de gelijkrichtbrug", zei Opa. "Over de gelijkrichtbrug gesproken, zijn de diodes niet ook gesneuveld met die klap?" vroeg Pim. Opa knikte instemmend. "Goed bedacht Pim", zei hij. "Het zou zomaar kunnen dat er één of meer diodes eveneens gesneuveld zijn door de sluiting achter de brug. Check het maar eens". Pim pakte zijn universeelmeter en zette de meter in de Diode stand. "Goed zo Pim, niet op weerstandsmeting, maar op het Diode tekentje", zei Opa. "Dan zorgt de meter voor voldoende spanning om een diode in geleiding te brengen. De meteraanduiding is dan meestal de klemspanning in Volt, waardoor je meteen de spanningsval over de diode kunt zien. Voor Germanium- of sommige Schottky dioden ligt dat tussen de 200 en 300mV. Voor Silicium dioden meet je meestal tussen de 500 en 800mV. Wat zie je?" "Ongeveer 550mV per diode, en niets in sperrichting", zei Pim. "Mooi, dan zijn die nog heel. Rest ons slechts de 'zekering' te repareren met een klein stukje wikkeldraad met dikte apenhaar, zodat die bij een volgende catastrofe weer doorbrandt. En even een 10D431K op mijn bestellijstje zetten zodat die ook weer op zijn plek kan", besloot Opa. "Ik heb weer een boel geleerd vandaag", zei Pim tevreden. "Dan kan ik een volgende keer zelf ook eens proberen om wat te repareren!".

Een Multiband WSPR Zender

Wim Kruyf, PA0WV

Inleiding

Dit artikel gaat over het ontwerp en de bouw van een multiband WSPR zender. Het neemt de lezer aan de hand mee door het ontwerpproces, zodat die een stapje verder kan komen dan onderdelen in een printje prikken van een kitje, inmiddels zich afvragend waarom er toch vragen gesteld worden voor het verplichte Full zendexamen, over simpele kennis en kunde die je nooit nodig hebt als je een Jappenbak koopt, er "de trotse eigenaar" van bent (ik zou me diep schamen) benevens een antenne uit blisterverpakking hebt aangeschaft.

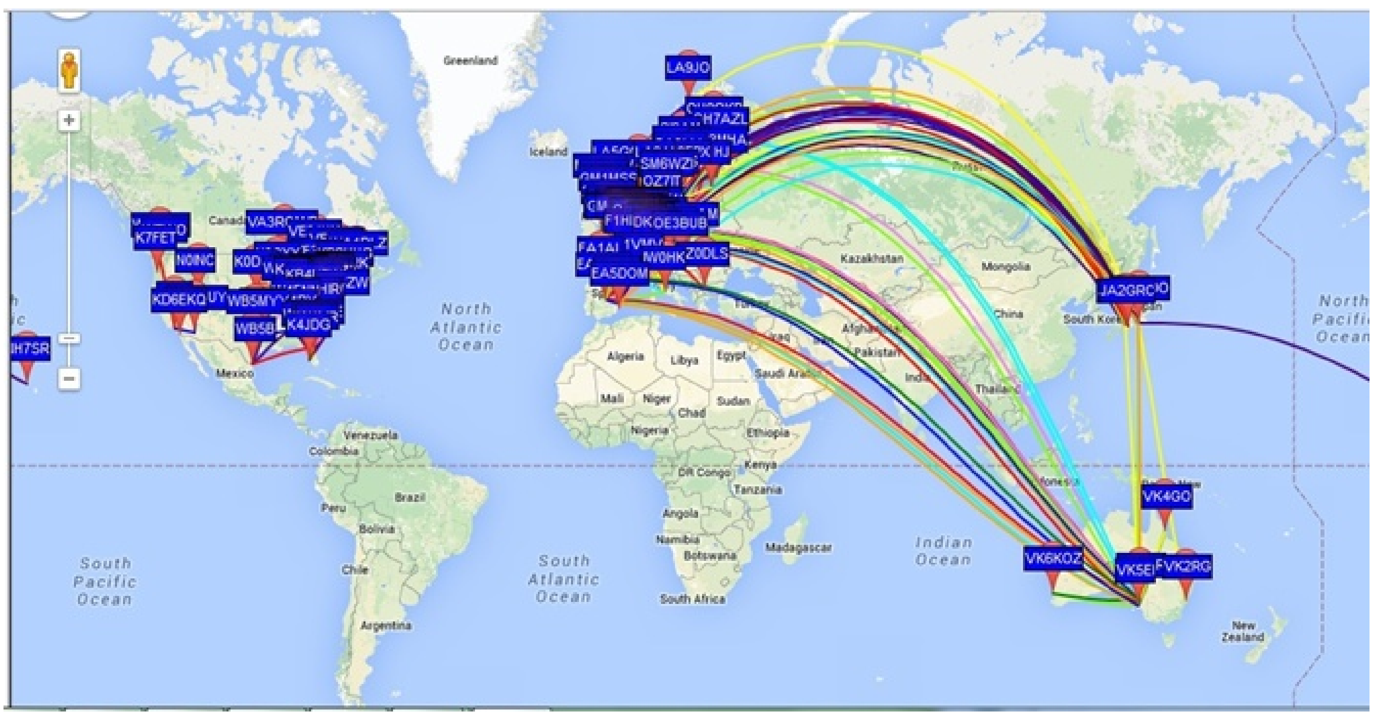
Zelfontplooiing en technische onderzoekingen hebben we de inmiddels door registratie weer afgepakte licentie voor verkregen, je leert ervan, je krijgt ideeën en de praktische realisatie van die ideeën wijst je op je fouten, ook dat demonstreer ik, omdat ik dat, zoals gebruikelijk, ook tegenkwam.

Wat is WSPR?

WSPR is een systeem voor zendamateurs, waarbij zij via een gecodeerd bericht hun call, Maidenhead locator en zendvermogen uitzenden. Andere amateurs kunnen dit met hun ontvanger en computer automatisch opvangen en decoderen. De ontvangen resultaten worden op hun computer getoond en gaan eventueel dan, als ze een Internetaansluiting hebben en die optie aanvinken, via Internet naar een centrale database. Die database kan iedereen raadplegen op Internet http://wsprnet.org Alle verbindingen wereldwijd van (default) de laatste 10 minuten worden per band op een kaart weergegeven, zodat je direct kunt zien of er condities zijn.

Er zit naar mijn smaak een bezwaar aan, dat is dat de database, naar ik vermoed, ernstig vervuild wordt doordat amateurs als band bijvoorbeeld 10 meter invullen maar hun ontvanger inmiddels per ongeluk zonder bijwerken van het wspr scherm, op 10 MHz of 14 MHz zetten, zodat hun ontvangstresultaten op die banden op 10 m worden geregistreerd. Komen er echter gelijktijdig ontvangstrapporten van een andere band binnen, dan kan dergelijke vervuiling van de database wel automatisch worden geruimd.

Ook kun je antennes testen door de ontvangstresultaten op die database te vergelijken als je met verschillende antennes beurtelings zendt.



Historische en op call gesorteerde gegevens zijn ook nazoekbaar.

De zendgegevens worden in de eenvoudigste vorm gecomprimeerd gecodeerd als een call in 28 bits, een 4 karakter Maidenhead locator in 15 bits en het zendvermogen (dBm) in 7 bits, totaal dus 50 bits. Dat wordt aangevuld met forward error correcting tot 162 bits. Forward error correcting (FEC) zorgt ervoor dat aan de ontvangstkant fout ontvangen bits vaak kunnen worden teruggerekend tot wat ze hadden moeten zijn.

De hele uitzending duurt minder dan 2 minuten (110,6 s) en dat gaat met 1,4648 baud. De bandbreedte is ongeveer 6 Hz. Op de uitzending moet door de ontvanger gesynchroniseerd worden met een synchronisatiebitpatroon van evenveel bits (162), als dat de uitzending (data+FEC) lang is. De uitzending gebeurt in FSK, frequentieshift keying; en wel met 4 frequenties, die 1,4648 Hz uit elkaar liggen. Elk tweetal bits (1 data en 1 sync bit) bepaalt welk van de 4 tonen wordt uitgezonden.
Elke uitzending begint nominaal een seconde na een even minuut UTC. De resterende tijd in een tweeminuteninterval kan eventueel gebruikt worden om de eigen call 30 wpm in Morsecode uit te zenden. Geen hond die zoiets kan nemen, maar dat is dan wel het bewijs dat A1A gebruikende QRQ amateurs geen honden zijn.

Die 4 tonen worden doorgaans met een SSB zender in USB gemaakt, door een door de computer gegenereerde 1400 tot 1600 Hz toon uit te zenden, die ergens in een van de daarvoor toegewezen 200Hz brede bandjes per amateurband daadwerkelijk terecht komt. Een aantal bandjes staat per amateurband hiernaast aangegeven. Dit zijn de frequentiebandjes waarin de uitgezonden FSK signalen terecht moeten komen. Met een frequentieteller aan de antenne gekoppeld is dat in geval van twijfel altijd te controleren. Dan moet je uiteraard wel je teller eerst kalibreren aan de hand van een ijksignaal.

1838,0	1838,2
3594,0	3594,2
5288.6	5288.8
7040,0	7040,2
10140,1	10140,3
14097,0	14097,2
18106,0	18106,2
21096,0	21096,2
24926,0	24926,2
28126,0	28126,2
50294,4	50294,6
70092,4	70092,6
144490,4	144490,6

WSPR bandgrenzen in kHz

Omdat er nu ik dit schrijf sprake is van vrijgeven van de 60 m band voor amateurgebruik heb ik die alsnog in het ontwerp opgenomen. Als amateurs bij het gremium zeuren over PLC storing, en vereiste band-gaps in die massaal verkochte apparaten, acht ik de kans klein dat dit doorgaat, in dat geval dus niet gaan uitzenden op die band middels weglaten van de keuzejumper.

Nadeel van het systeem is dat je computer evenals je transceiver steeds moet instaan, dat is niet alleen op de lange duur een dure grap met de huidige energieprijzen, maar het bekort wellicht ook de levensduur van je apparatuur.

Daarom bedacht ik dat het mogelijk is de gecodeerde bitreeks met mijn call, locator en zendvermogen, te maken met een microcontroller. De bitparen syncbit en databit worden dan niet gebruikt om een toon ergens tussen 1400 en 1600 Hz, die naar de microfooninput van een SSB zender gaat, fasecontinu te moduleren, maar om een DDS of een Si570 (zie mijn artikel "een Si570 dual VFO" CQ-QSO juli 2014) op de uitzendfrequentie een beetje precies op de voorgeschreven wijze met 4FSK op en neer te wiebelen.

Omdat je het risico loopt dat je uitzendt op een frequentie die een andere WSPR zendende amateur toevallig ook gebruikt, is er een random gekozen offset in het gereserveerde 200 Hz brede bandje, die de uitzending per 2 minuten cyclus ergens anders laat plaatsvinden in dat bandje, als dat opnieuw gebruikt wordt.

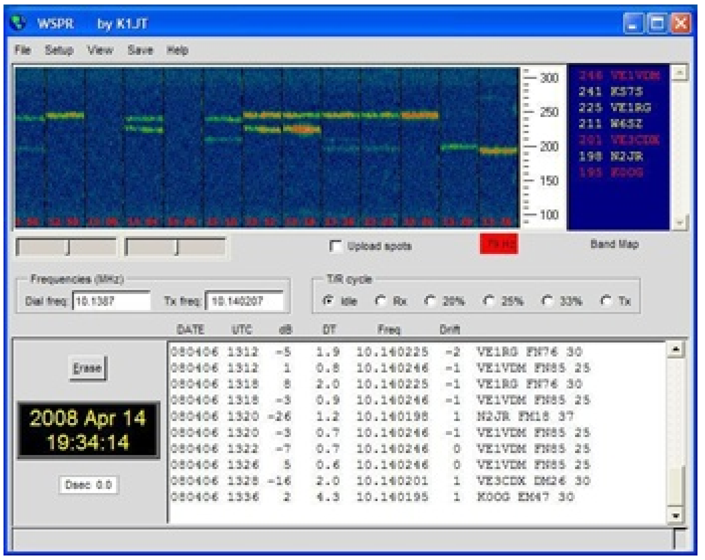
Tevens kan per 2 minuten uitzending een andere band cyclisch worden gekozen; zowel

met een Si570 als met een DDS is dat mogelijk, zodat je als optie op vrijwel alle HF banden, bijvoorbeeld van 80 tot 10 meter kunt uitzenden. Die laatste optie is wel complicerend, omdat dan ook een aanpasnetwerkje van een L en een C aan je gebruikte antenne moet worden meegeschakeld bij bandwisseling, dat voor de gebruikte antenne per band experimenteel bepaald moet worden. Maar bij QRP is dat zeker geen groot en kostbaar oplosbaar probleem. Een trimmertje en een spoeltje per band volstaan. Betreffende zendamateurs is mijn hypothese dat het product van de natuurlijke logaritme van het aan de antenne geleverde vermogen en het kukel van de gebruiker van de zendtrap een constante is.

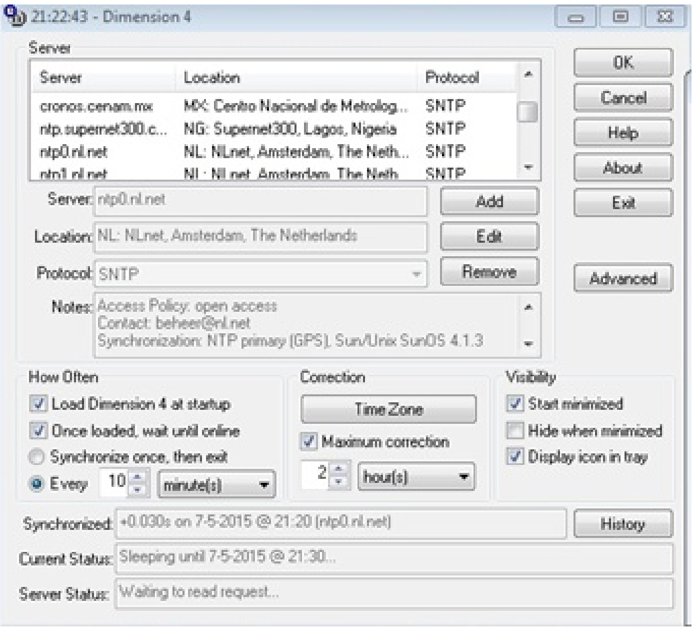
Formeel biedt het systeem gelegenheid met een kiloWatt (60 dBm) mee te doen, maar de bedoeling is dat je met QRP, en minstens met 1 milliwatt meedoet. De bruikbaarheid neemt uiteraard toe als je met een Watt of 5 (=37 dBm) meedoet i.p.v. 1 mW (=0 dBm), omdat in dat laatste geval alleen extreem goede condities ontvangstrapporten opleveren over interessante afstanden in de centrale database. Hoewel inmiddels is aangetoond dat je met een natte hengel en 1 mW soms 20000 km kunt overbruggen, dus daar kun je geen "first" meer mee claimen.

Het enige dat dus overblijft is een serie QRP uitzendingen in een of meer banden, waar je antenne bij je afwezigheid in de shack aan moet hangen. Ook een aparte spriet die er altijd aanhangt (behalve als er onweer dreigt) is uiteraard mogelijk. Bij afwezigheid moet je volgens de Telecommunicatiewet in Nederland, wel op afstand, als enige verantwoordelijke - een unieke gelegenheid om als 12-jarige met een PD-call al wettelijk verantwoordelijk te zijn - de zaak kunnen uitschakelen. Kwestie van een GSM telefoon een lading TNT te laten ontsteken, bij gebrek daaraan de gaskraan te openen, of een andere minder destructieve oplossing, zoals een robot die naar de meterkast wandelt de stop eruit laten draaien, zodat alle peertjes in het huis benevens de wspr-zender zonder stroom komen te zitten.

Nu codeer ik mijn eigen QTH en call in de controller, wil je nabouwen en een geprogrammeerde chip bij mij verkrijgen, dan moet je dus je call, locator en vermogen dat je aan de antenne gaat leveren opgeven, dan zorg ik dat die gegevens gecodeerd in de chip komen te staan. Is dat even luxe!



Je kunt dan testen door de uitzending met je eigen ontvanger of een andere WSPR gebruikende amateur in je buurt, te beluisteren, de audio-output van je ontvanger in de geluidskaart input van je PC te stoppen, terwijl een gedownload en geïnstalleerd programma WSPR op je PC draait. De klok van de PC moet gelijk lopen op de seconde nauwkeurig. Daar zijn programma's voor beschikbaar die dat gratis regelen met behulp van time servers op Internet;



www.thinkman.com/dimension4 bijvoorbeeld. Je PC moet dan wel aan Internet hangen om regelmatig automatisch en ongemerkt gelijk gezet te worden. Dan moet je, als je aan deze voorwaarden voldoet, na enige minuten je eigen call, locator en vermogen op het beeldscherm zien verschijnen.

De codereeks

De twee maal 162 bits code van data+FEC en de 162 bits sync vector worden paarsgewijs (2 bits per signaalelement oftewel 'baud') verzonden. Die reeks moet bekend zijn om de zender te kunnen sleutelen met de 4 FSK frequenties. Om die codereeks waarvan elk baud door mij als type 0, 1, 2 of 3 is genummerd te kunnen vaststellen per call etc, wordt die call in het WSPR programma op de PC gezet via de setup, evenals de locator en het te gebruiken vermogen in dBm. Vervolgens wordt de zaak op Tx gezet, en na de eerste seconde in een even minuut start dan de uitzending, in de vorm van 4 dichtbijelkaar liggende tonen uit de line-outputconnector of de luidsprekers van de PC.

Twee muzieknoten met minimaal verschil op 1500 Hz liggen op een piano een factor $2^{(1/12)}$ uit elkaar, dat is 89 Hz. Hier liggen de 4 tonen bijna 1,5 Hz gespatieerd, Dat is ruim anderhalve cent, waarbij een cent (nagenoeg) een honderdste van de toonafstand tussen de 2 pianotonen is. Dat is voor een gemiddeld gehoor niet waar te nemen, pas gestemde piano's wijken qua toonhoogte makkelijk 5 cent af. Het signaal klinkt dus als een constante toon als de toonovergangen fasecontinu zijn. En dat zijn ze, anders zou je tikken horen bij elke toonwisseling, zoals ik experimenteel ook vaststelde. Het is wel mogelijk op het gehoor de modulatie te horen als je een andere constante toon laat interfereren, dan hoor je de zwevingen wijzigen.

Starttijdstip bepalen

Uiteraard moet je de tijd voldoende nauwkeurig weten om de uitzendingen een seconde na een even minuut te kunnen aanvangen. Daarvoor is een goedkope van Internet onafhankelijke stand alone oplossing om een DCF77 ontvangermodule dat Conrad levert te gebruiken (bestelnummer 641138), dat werkt met 5 volt voeding en levert de secondepulsen af van DCF77. Nu is die module niet zo gevoelig, oftewel nogal storinggevoelig, dus een lokaal in de processor lopende klok is gewenst die, als de DCF-module wel goed ontvangt, gelijk gezet wordt qua seconde en minutentelling. Is de ontvangst dus slecht dan gaat het zendschema toch door op de lokaal gegenereerde klok die op het kristal van de processor loopt.

Ontwerp

De controller (een inmiddels oud, net als ik, model AT89S8253 - ruit hora - dat hier op de plank op voorraad ligt) wordt als plan geklokt met een TCXO van Klove die ik een keer bij Baco kocht voor 5 Euro. Je bron mag gedurende een 2 minuten uitzending niet meer dan 1 Hz verlopen en de baudrate moet nagenoeg perfect zijn, terwijl de uitzending 1 seconde na een even minuut moet beginnen. Dus een tamelijk stabiele shack-temperatuur lijkt wel gewenst. Wellicht lukt het dus ook met een pretsectorkwaliteit gewoon kristal van 10 of 12 MHz, als je na opwarmen aan die criteria voldoet (en dat bleek later). Bij de Si570 VFO is die stabiliteit niet gegarandeerd met dat ingebakken kristal op 114,285 MHz, dus voorlopig begin ik maar met een DDS te denken, maar dat blijkt veel bezwaren te hebben zodat ik toch weer bij de Si570 terugkom, waar ik er trouwens nog een van op voorraad heb liggen en van de DDS niet. De controller is aangesloten op het DCF77 ontvangermodule. Tegenwoordig kun je uit een kapotte klok ook vaak een nog goed werkende DCF module redden. De secondetikken van die ontvanger houden een eigen minuten en seconde klok die in de controller draait synchroon met UTC. Omdat DCF niet altijd ongestoord binnenkomt, is dat zo gepland. We hebben dan vrijwel altijd het tijdstip een seconde na een even minuut nauwkeurig beschikbaar. waarop de uitzending van een frame nominaal moet beginnen.

Na elk goedgekeurd van DCF77 ontvangen frame met tijdgegevens op een hele minuut wordt de minuten/seconde klok gelijk gezet. Dat kost tijd, om dat frame te keuren en de lokale klok te synchroniseren. Een seconde later moet een WSPR-uitzending kunnen starten. dus moet dat goed- of afkeuren van het DCF frame en het synchroniseren korter duren dan 1 seconde. Een meting met een daarvoor geschreven diagnostic routine time_meas leert dat het slechts 1,5 ms duurt.

Tevens wordt een 4 uurs teller (256 minuten) bijgehouden. Als blijkens die teller niet binnen die tijdspanne, door ongunstige opstelling van de DCF antenne, opnieuw is gesynchroniseerd, dan gaat een rode LED als waarschuwing branden, en worden de uitzendingen gestaakt. Goede ontvangst van het DCF77 signaal wordt aangegeven met een gele led die een seconde aan en een seconde uit knippert, storingen kun je daarop makkelijk waarnemen, als onregelmatig geknipper, en zo de opstelling van de apparatuur met ferrietstaafantenne optimaliseren. Dat is makkelijk om je DCF antenne goed uit te richten, dat wil zeggen de lengte-as van de ferrietstaaf horizontaal en loodrecht op de richting waarin Frankfurt ligt vanuit je QTH gezien.

Afweging DDS of Si570 en andere vage plannen

Als DDS kan een AD9834 worden gebruikt. Die DDS heeft als referentieklok eveneens de 10 MHz van de TCXO, dacht ik in mijn onschuld. Maar hij eist 60 MHz als masterclock, wat de zaak al compliceert. De DDS staat ingesteld op de gewenste per uitzending eventueel roulerende band, en wel op een offset in het 200 Hz brede gebiedje, die bepaald wordt door een geprogrammeerde random number generator welke middels een 16 bits maximum lengtereeks wordt gegenereerd. De binaire HF-output van de DDS wordt via een hex CMOS buffer omgezet in wat meer op_en_neer_ruk_power voor een capacitieve belasting, die dan een paar FETorren BS170 stuurt, allemaal digitaal, op de werkfrequentie. Een en ander zoals het schema van de QRP trx aangeeft op www.qrpkits.com/files/dual_band_manual_rev052009.pdf op blz. 19 van dat document. Ongetwijfeld goed uitgezocht door de ontwerper, dus dat kunnen we zo nabouwen. Die is inmiddels gepensioneerd, en zijn website is nu, vermoed ik, door een stel minkukels met contactlenzen elk bedrukt met een $ teken overgenomen.

Drie maal BS170 parallel leveren dan 5 Watt HF, ook niet niks. Vervolgens zorgt een (per band ander) filter voor de aanpassing aan de gebruikte antenne, (bijvoorbeeld een flinke hengel aan de balkonrand geklemd van mijn gehuurde betaalbare flatje in een Prachtwijk van Vogelaar, als afwisseling tussen de hordes schotelantennes; met een nationalistisch vlaggetje eraan, tijdens foebel evenementen oranje, of een met een boekentas bedrukt vlaggetje in de top, om euforisch kond te doen van het behalen van een VMBO diploma, zodat er nooit meer gestudeerd hoeft te worden, en dat alles om een en ander sociaal acceptabel te maken in het burgerlijk omgevingsgebeuren dat geen afwijkingen van de roedelkenmerkende eigenschappen duldt, op straffe van sociale uitstoting.

Achter die schakelende eindtrap volgt dan een laagdoorlatend filter, om van die blokgolven een sinus te maken. En dat filter verzorgt de voor zelfbouwzenders vereiste onderdrukking van harmonischen van 40 dBc, zoals die in de door de overheid verstrekte gebruiksvoorschriften van de voor amateurgebruik beschikbaar gegeven frequentiebanden staan voorgeschreven. Flauwekul natuurlijk, want het signaal verzuipt sowieso in de PLC ruis, en gesubsidieerd onderzoek in het ‘VERON-netwerk’ - ons kent ons heette zoiets vroeger - naar man made noise heeft kennelijk niet door dat het gros van die ruistoename veroorzaakt wordt door spread spectrum zenders. Breedband correlatietechnieken random geparameteriseerd decoderen leveren toevalstreffers op waar je met je ogen bij staat te klepperen. Nou ja, toevalstreffer..., als je met een vliegenmepper boven een dampende drol zwaait is het ook altijd raak.

Als een en ander doordringt tot de commissie zendexamens wordt de vereiste kennis uitgebreid met Hadamard functies.

Maar we zijn gezagsgetrouw, dus houden we ons aan 40 dBc, dat is vast een goede oefening en overlevingshouding voor het geval we een kolonie van het kalifaat worden, als bij grondwettelijke meerderheid van stemmen de grondwet wordt vervangen door de sharia..

De dualbander op genoemde website laat ook voor elke band waarop hij zou kunnen werken de filtercomponenten zien, dat maakt het leven van de zelfbouwer nog makkelijker. Ook voor niet vermelde filters, want aan de hand van filtergegevens voor een band kun je de belasting berekenen die het filter aan de transistors laat zien, en die wetende, de filters voor andere banden ontwerpen. Zelfs dat is al een omweg, want het is slechts een kwestie van spoelen en condensatoren evenredig met de frequentiewijziging als factor wijzigen. Frequentie n keer, dan spoelen en condensatoren beide 1/n keer. Daar kom ik verderop in dit artikel uitgebreider op terug.

Als van maximaal 8 roulerende HF banden gebruik wordt gemaakt zorgt de controller dat 8 relaisparen de filters in- en uitschakelen via een 8 output relaisdriver. Omdat de 60 meter band nu vermoedelijk vrij wordt gegeven voor gebruik door amateurs die een uiterst moeilijk Staatsexamen na lange studie met marginaal succes hebben afgelegd, wordt die als negende band ingevoegd bij dit apparaat als ik een andere band zoals 10 meter, niet laat vervallen, en dat zal wel, want dat zullen de BS170 naar verwachting niet goed aankunnen, en de relaisdriver is ook 8 in plaats van 9 breed. Werk je met één band dan is slechts één vast filter zonder relais nodig. Het beste lijkt mij het filter op 50 Ohm output te ontwerpen (zoals de zojuist genoemde filters van de dualbander) en een antenne-tunertje van een L en C zo te kiezen dat je de gebruikte antenne op 50 Ohm brengt op de betreffende band. Doe je dat namelijk dat kun je op een band werkend, beurtelings uitzenden op je normale zendantenne van 50 Ohm via je antennetuner, en de WSPR antenne, waarna je op de database van wspr.org de ontvangstresultaten kunt vergelijken. Experimenteel Radio-onderzoek dus. in dit geval echter "Res non Verba".

Nu is het zo, dat een DDS als de AD9834, multipoot SMD is, Aaarrgh, en tevens niet hoger dan 25 MHz kan zenden; voorts is de stabiliteit niet beter dan de masterclock van 60 MHz, kan hij vervelende in-band spurious afgeven en tot slot is de resolutie van de afstemming niet voldoende. Daarom is gekozen voor de Si570, de resolutie van de afstemming van de Si570 is op 30 MHz wel ruimschoots voldoende, namelijk minder dan 0,0028 Hz. Ik heb daar reeds een dual VFO mee gemaakt voor de amateurbanden vanaf 80 meter tot 160 MHz (CQ-UBA juli 2014)

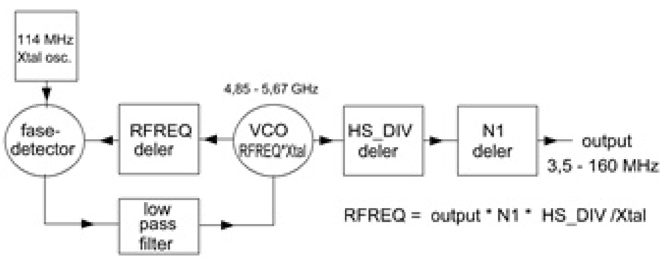


fig 1 de Phase locked loop

en dit is dan een tweede nuttige en interessante toepassing van de ermee opgebouwde kennis voor mijn als reserve aangeschafte tweede exemplaar. De stabiliteit is niet zonder meer voldoende, maar als de temperatuur redelijk constant blijft is hij vermoedelijk wel bruikbaar; een nattevinger schatting, dat wel. Verloopt hij meer dan 1 of 2 Hz in 2 minuten dan kan een met WSPR luisterende ontvanger dat wel bijhouden als het niet te gek hard gaat, maar het gaat mogelijk ten koste van de signaal ruisverhouding omdat de FEC dan wellicht moet bijspijkeren. Hier op het 'werkblad' ziet hij er behoorlijk stabiel uit, mits opgewarmd tot stabiele bedrijfstemperatuur.

Toch eerst maar op dat Si570 paard wedden dan. Dat kan makkelijk nauwkeurig fasecontinu gemoduleerd in FSK, makkelijk van band geschakeld en werkt tussen 3,5 en 160 MHz.

Dus zelfs de magic band kan worden meegepakt indien gewenst, maar dan wel met een ander soort eindtrap. Voor 1,8 MHz zou een tweedeler op de output ervan geschakeld kunnen zijn (hetgeen ik niet doe) want de laagst haalbare frequentie van de Si570 is 3445 kHz. De fijnheid van afstemming is in RFREQ 28 bits achter de komma (zie spec sheet Si570) om een stap van 114,285 MHz te overbruggen op de VCO frequentie, moet RFREQ 1 wijzigen, RFREQ heeft 28 bits achter de komma, dat komt dus neer op een variatie van 0,425 Hz op 4850 MHz VCO frequentie, oftewel 0,0027 Hz op 30 MHz terwijl de gewenste onderlinge frequentiescheiding van de 4 FSK tonen die elkaars buren zijn 1,4648 Hz is.

Maar het geluk is wederom met de dommen, ook wel meer eufemistisch beginnersgeluk genoemd. Na inschakelen van de Si570 zakt die op 14 MHz ongeveer 120 Hz in een paar uur, en vervolgens staat hij volgens een aangesloten teller ongeveer 0,3 Hz op en neer te zwalken. Dus dat krijg je zomaar cadeau. Gelet op dat zwalken zouden meer bits achter de komma van RFREQ wellicht ook zinloos zijn.

De codeanalyse

De 50 bits codering en de FEC van call, locator en vermogen, kunnen volgens de handleiding van WSPR, indien gewenst uit de source listing worden gehaald, want het is een open source programma. Echter zie ik technisch voor mijzelf een makkelijker mogelijkheid, door een wav-bestand van het geluid te maken dat de PC op de line uitgang of de ingebouwde speaker tijdens een uitzendperiode afgeeft als het wspr programma via de setup voorzien is van call vermogen en locatorgegevens.

Dat wav bestand kan dan worden geanalyseerd door voor elk signaalelement, dat 1/1,4648 seconde duurt, de frequentie te bepalen en daaruit weer het syncbit en het databit. De frequentieverschillen tussen de tonen zijn echter gering, in de orde van 1 sinusperiode per signaalelement verschil. Dat kan betrouwbaar worden vastgesteld in relatie tot de bemonsteringsfrequentie van het wav bestand door het aantal positieve nuldoorgangen van de toon te tellen en als er dan 500 zijn geweest het aantal monsters te tellen dat daarmee gemoeid was. Uit het aantal monsters in 500 sinussen is dan ruim voldoende nauwkeurig de frequentie te berekenen, namelijk op 0,1 Hz nauwkeurig. Ik bemonster mono op 44100 monsters per seconde.

Vijfhonderd sinussen van 1500 Hz bevatten dan 14700 monsters en 1501,4648 Hz, dat is de een hogere buurfrequentie, 14685 monsters, een verschil dus van 15 monsters per frequentie verschil tussen de FSK tonen. Dat kun je ook makkelijker en tevens ter controle beredeneren, namelijk 1,5 Hz op 1500 Hz is 1 promille dus 1 promille van de bemonsteringsfrequentie is 44 monsters per seconde en dus 15 per derde seconde die 500 perioden in beslag nemen. De meettijd van 1/3 seconde en niet van de volle tijdsduur van een signaalelement is genomen om geen fouten te krijgen door de bitovergangen in de uitzending. We meten in een centraal stuk van elk signaalelement (baud).

De gang van zaken is als volgt: In de setup van WSPR vul ik de gegevens in PA0WV JO22 37, vervolgens speel ik die af in de zendmode, terwijl ik die met Audacity, een gratis open source downloadable geluidsprogramma dat geïnstalleerd is op een andere computer via de computermicrofoon of een line-out line met snoertje het geluid opneem. Parameters 44100 monsters per seconde en mono. Die opname kort ik dan met het Audacity programma aan de voorkant in van lege geluidloze ruimte en een klein stukje 0,2 seconde ongeveer van het geluid van het eerste baud, zodat de opname direct met geluid begint en ik niet vlak bij een signaalelementgrens meet maar centraal in het element. Dat bestand exporteer ik als een wav bestand. Dat bestand wordt als parameter gegeven aan het programma analwspr.exe, dat draait in een DOS box (command prompt) van windows, en dat op mijn website onder zelfbouw de link wspr in broncode beschikbaar staat,

tevens als .exe bestand. Dat exe bestand is 16 bits gecompileerd en draait dus ook op 32 bits maar niet op 64 bits computers. Eventueel dus de source opnieuw compileren in geval van een 64 bitter. De vooruitgang heeft zijn prijs.

Dat programma analwspr bepaalt voor de 162 signaalelementen de frequentie. Vervolgens bepaalt het programma uit de 162 verschillende frequenties de laagst voorkomende frequentie. Uit die verschillen wordt dan door deling bepaald of het frequentie type 0, 1, 2 of 3 was van de 4 FSK frequenties. Er is een afrondingsfout, meestal verwaarloosbaar, soms 12%. waarna de codereeks overblijft. Vervolgens wordt in het programma gecontroleerd of de 162 bits syncvector, die altijd hetzelfde behoort te zijn, klopt, zo niet dan volgt een foutmelding. Tevens wordt de afrondingsfout in de output opgegeven om op de gehele waarden 0, 1, 2 of 3 uit te komen. En tot slot wordt de assembler listing met die code als output afgegeven, om de controller, ten gevolge van absentie van tijdrovende menselijke interventie, foutvrij mee te kunnen programmeren.

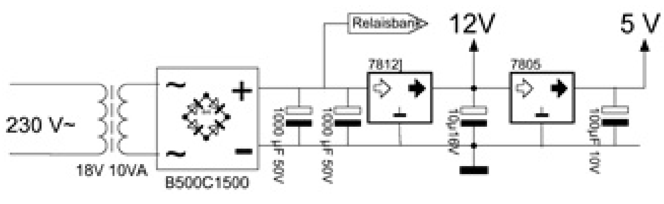


fig 2 Voeding

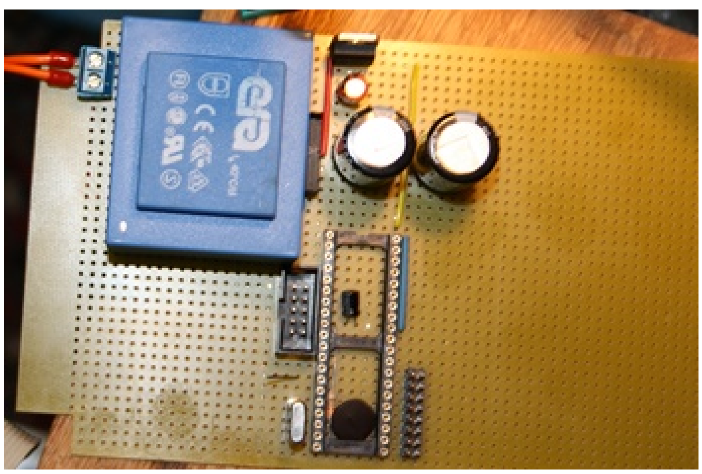
Om zeker te weten dat alles goed werkt is de call K1ABC FN42 37 ingegeven in de setup van WSPR en de hele procedure zojuist omschreven doorlopen, dat levert inderdaad de code die in de handleiding van wspr staat opgegeven voor die call, dus een en ander werkt correct.

We beginnen te breien

Eerst de voeding, omdat de zender wel misschien 5 Watt kan gaan afgeven, moet er een wat forser trafootje in. Op de vlooienmarkt in 't Harde vond ik voor 2 euro (en 3 euro entree als bijdrage aan de Bourgondische maaltijd van de organisatoren) iets wat misschien bruikbaar is, sec 18V 10VA staat erop. Gemeten wat de secundaire weerstand is: 3,5 ohm. Bij 18V kan er dan 555 mA lopen, zekeren secundair met 630mA T staat erop gedrukt, dat voorkomt garantieaanspraken op grond van hun vermogensclaim.

Inwendig verlies je in de secundaire bij die stroom al 2 Volt en 1 Watt. Bij een juist ontwerp zal dat primair naar evenredigheid ook gebeuren, wat dus duidt op 2 Watt koperverlies van de toegelaten 10 Watt en, oh ja, bij een goed ontwerp zijn koper- en ijzerverliezen ongeveer gelijk, dus dissipeert het geval naar schatting 4 Watt. Ik betaalde dus 2 euro voor 4 Watt verlies.

Proberen maar, er is weinig keuze. Brugcelletje erop, een elco, nu wel oppassen want de spanning kan wel boven 25 volt uitkomen, onbelast, zoals we voor het zendexamen geleerd hebben; en de 7805 voor de voeding van de microprocessor moet die spanning ook kunnen hebben. 1000 uF 50 V in de grijpvoorraad, aangeschaft bij Baco, is qua spanning in orde, 1000uF loopt bij 0,5A in 10 ms 5V leeg Uiteindelijk hebben we eisen voor brom die we in de ether zetten, die naar ik vernam op www.hamnieuws.nl van een amateurlicentie- of registratiehouder, dus erkend deskundig, niet bestaat; misschien heet die dan tegenwoordig 'donkere massa', je weet het niet. Dus zet ik twee elco's parallel. Proberen leert dat de onbelaste spanning 30 volt is. De 7805 mag maximaal 35 volt hebben dus dat is OK.



Even vergeten dat de elco's toch geladen blijven na weghalen van de netspanning, een knetterende vonk herinnert me daaraan.

Stabilisator 7805 in TO-220 behuizing gemonteerd, dicht bij de rand van de gaatjesprint, zodat als het nodig mocht blijken de zijwand van kassie-6 als heat sink kan dienen. Toch wel zorgelijk, als de 7805 eruit knalt neemt hij alle 5 Volt elektronica erachter mee. Wellicht wordt er een tweede stabilisator met een spanning van 12 V tussengezet, dat verdeelt ook de dissipatie. De hogere spanning van de trafo is gekozen, omdat de BS170 eindtrap meer spanning wil zien. figuur 2 toont de schakeling van de definitieve versie van voeding. Brom willen we echter niet, want die geeft AM en dus gemoduleerde zijbanden op 100 Hz afstand (dus minstens een in de band) en die kan door stations gedetecteerd worden als een tweede exemplaar van je signaal. Je voelt de bui al hangen: de eindtrap moet uit een spanningsstabilisator gevoed worden.

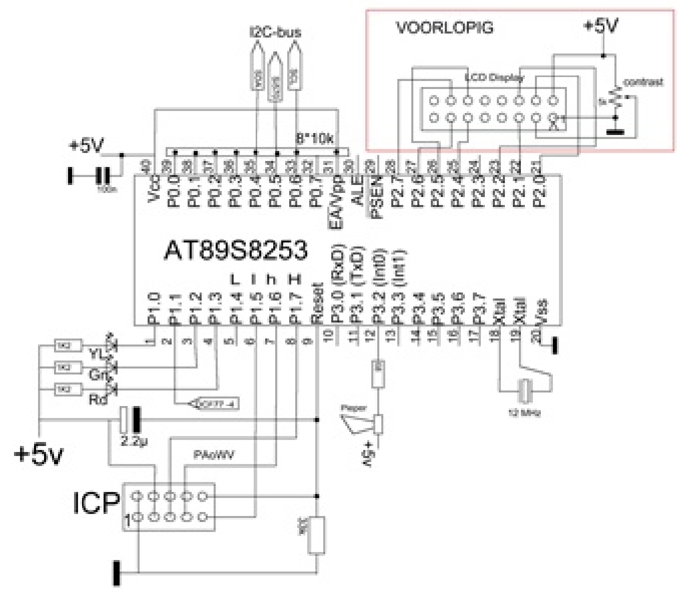
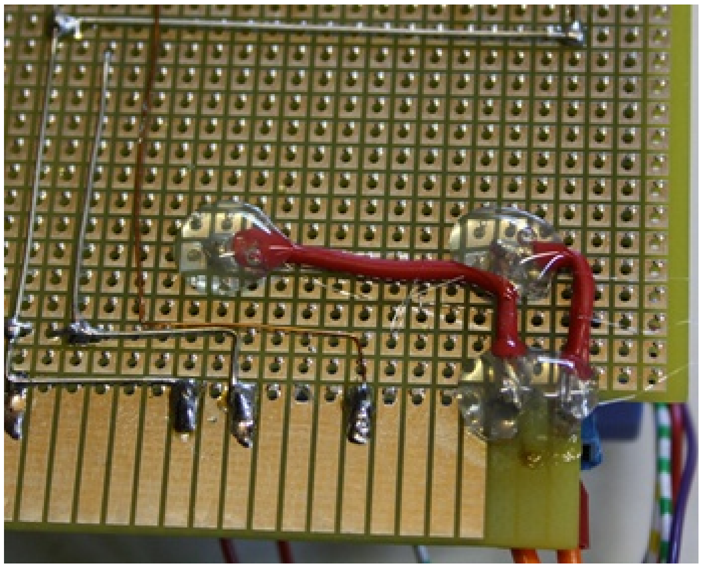
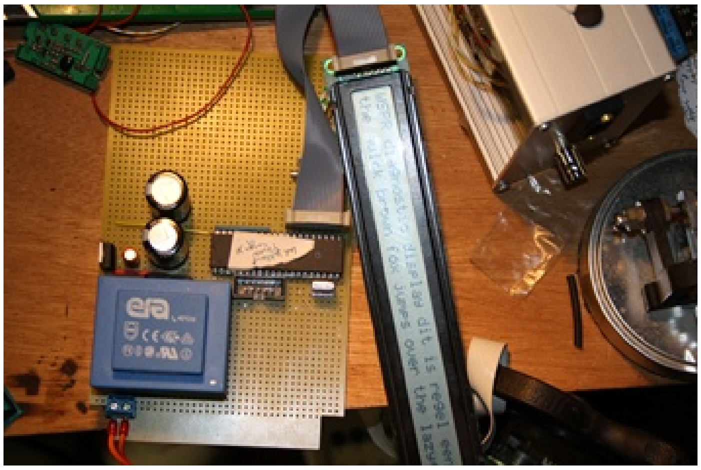


fig. 3a de voorlopige processorschakeling

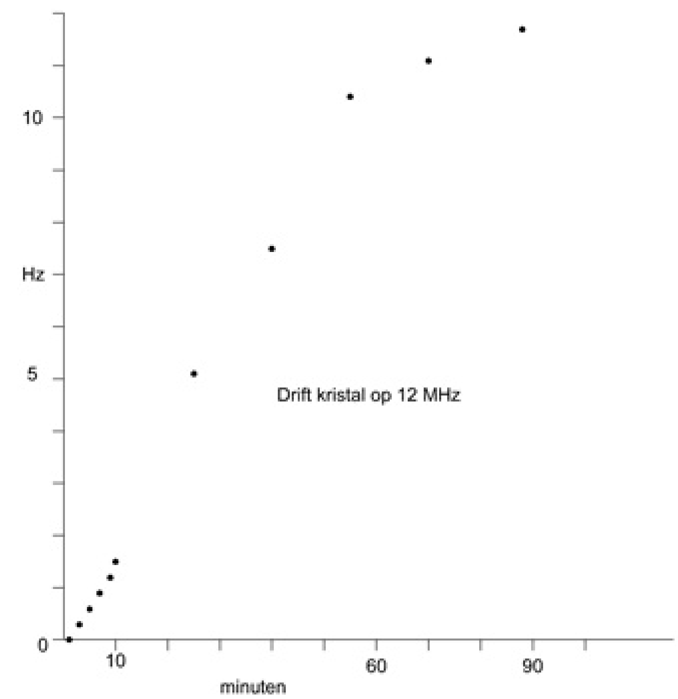
Een processorvoet wordt gemonteerd, maar voor die wordt vastgesoldeerd worden er een paar onderdelen onder gemonteerd, voor ontkoppeling van de voeding en voor powerup-reset. Een 10 pens boxed header wordt erbij gezet, om de processor te kunnen programmeren vanuit mijn PC, en een blokje van 16 pennen, geen boxed header, om een LCD op te kunnen aansluiten voor debugging van de stukjes programma waaruit het ontwerp zal worden opgebouwd. Dat blokje wordt slordig bedraad, omdat die pennen later als de zaak werkt, zullen worden gebruikt om jumpers op te zetten, voor de keuze van 8 HF banden waarin naar keuze cyclisch gezonden kan worden tussen 80 en 10m. Dat is in het schema (fig. 3a) aangegeven met een kader "voorlopig".



Op port P0 van de controller, die de Si570 zal aansturen wordt een 9 pens SIL weerstandstaafje gemonteerd als pull up weerstanden, goed opletten en eventueel nameten, er is een gemeenschappelijke pen, op mijn exemplaar aangegeven met een zwart puntje, dat naar alle andere poten 10k meet. Niet een halve slag draaien dus. Foto hierboven geeft de opbouw zover die nu is gevorderd. Netaansluitingen en de plus 30 op de print bedekken met smeltlijm om ongelukken te voorkomen, tevens een draad solderen aan de tussen de netaansluitingen liggende eilanden en die met een ruk van de print trekken, om kruipwegen te vermijden. (foto hieronder). De display voorlopig bedraden, tevens de ICP connector, zoals fig 3a aangeeft, die is bij gebruik van een geprogrammeerde chip echter overbodig, soort navel; alleen de eerste mens had geen navel, iets dat schilders van bijbelse taferelen zich niet gerealiseerd hebben. Er is, zoals de foto toont, voorlopig (niets zo duurzaam als voorlopig) een goedkoop kristal van 12 MHz gemonteerd, ik zal kijken hoever ik kan komen met de stabiliteit en gelijkloop van een vrijlopende klok, voor het geval DCF77 overdag door storing overmand langere perioden onbruikbaar blijkt. Dat maakt de zaak ook makkelijk nabouwbaar, omdat een



TCXO lastig voor een lage prijs te bekomen is. Hier hink ik dus op 2 gedachten, namelijk als je iets ontwerpt kijk je naar wat in je junk box ligt (een TCXO), maar van de andere kant wil ik zelfbouw op basis van zelfontwerp aanmoedigen, en dan is een TCXO een barriere en een kristal niet.



Eerst meten: tussen pen 20 van de processorvoet (massa) enerzijds en pen 31 en pen 40 anderzijds moet 5 Volt staan. Dat klopt. Processor kan erin, opletten op de nok, daar is pen 1 en die moet zo ver mogelijk van het kristal zitten, omdat dat op pen 18 en 19 aangesloten is. Goed controleren dat er geen pootjes dubbel gevouwen zijn bij het in de voet zetten. De kans daarop is groot bij dit soort voeten met gedraaide pootjes.

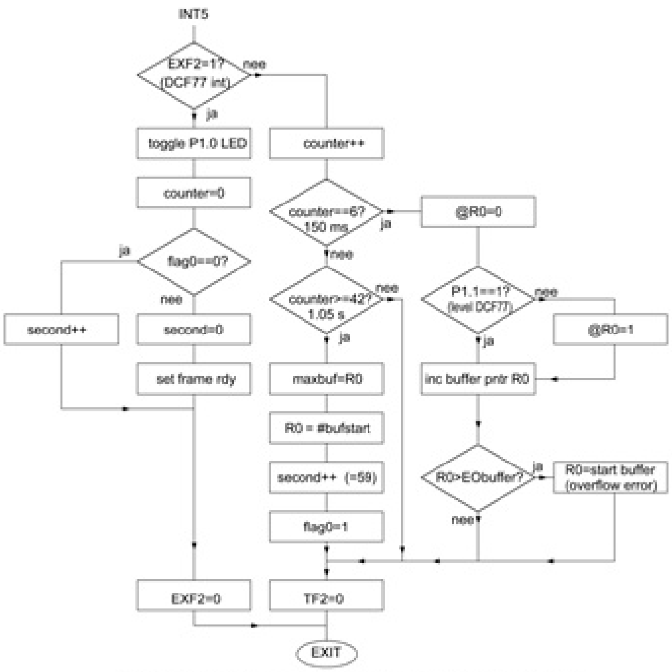
Nu programmeer ik de processor met display routines Ik meet met een frequentieteller de frequentie op pen 30 van de controller, daar staat een derde van de kristalfrequentie. Daaruit is de frequentie van het kristal dus te berekenen. Gedurende 10 minuten na inschakelen meet ik om de minuut, daarna om het kwartier volgens de kookwekker van de xyl en na een uur na inschakelen nog twee keer om het uur, maar de zaak is dan wel stabiel, zo blijkt. Dat geeft een verloopgrafiekje als in een grafiekje als serie meetpunten staat aangegeven. Ik heb er geen lijntjes tussen gefantaseerd, alleen de meetpunten staan daar. Resultaat valt mij mee. Het is op 12 MHz minder dan 12 Hz in anderhalf uur en daarna blijft de frequentie nagenoeg constant.

Er is voorlopig een 2 regels 40 karakter brede LCD aangesloten op het jumperblok. Dat werkt niet direct, Eerst de stackpointer vergeten te definiëren, en vervolgens blijkt er door achteruitlopende ogen nog een draadje niet verbonden of losgesprongen te zijn. Maar de aanhouder wint, dus het resultaat is er zoals foto links toont. Voordeel van pdf-tijdschriften: Je kunt het allemaal lekker uitvergroten.

Een 12 MHz kristal mag er 139 Hz naast de gemeten frequentie staan als je een seconde per dag fout toelaat.

De DCF77 gesynchroniseerde klok

In een aflegbakje vind ik, toevallig terwijl ik naar een contrastpotmeter voor de display zoek, een DCF77 module. De klok gaan we dus eerst realiseren, voordat dat module wegraakt. DCF77 geeft secondetikken af behalve een seconde vóór de hele minuut, waaraan je dus die minuutgrens kunt herkennen. De tikken zijn amplitude gemoduleerd en hebben een breedte van 100 of 200 ms. Dat is een codering per seconde van een 0 of een 1, zodat maximaal 59 bits per minuut gecodeerd kunnen worden. Daarin zit dan minuten, uren, dag, maand, en jaar modulus 100, BCD gecodeerd plus 3 parity bits en nog wat gegevens over zomertijd, antenne, aankondiging schrikkelseconde (leap second) en dergelijke. Wij willen slechts het



DCF77 int by second pulse or 25 ms timer overflow

tijdstip van 1 seconde na de even minuutaanvang weten, maar voor foutcontroles wordt het gehele 59 bit frame elke minuut opgeslagen, en geanalyseerd om de betrouwbaarheid redelijk te kunnen waarborgen.

Het DCF77-module outputsignaal wordt aangeboden aan een externe interruptpen P1.1 die de interrupt van timer-2 activeert op het begin van elke secondepuls uit de ontvanger. Die interrupt-afhandeling wordt ook geactiveerd op een timer2_counteroverflow, die is ingesteld op 40 Hz repetitiefrequentie. Die is zo, vrij hoog, gekozen, om te voorkomen dat de counter geen positieve preset zou hebben. Het aantal van die timeroverflow interrupts wordt geteld in een variabele die 'counter' is genoemd, en die wordt gereset op de voorflank van de DCF77 secondepulsen. Is die counter op 6 beland, dat is dus 150 ms na een secondetikbegin, dan wordt gekeken naar het niveau van het ontvangen DCF signaal op P1.1; is dat dan hoog dan was het een 100 ms puls en als het laag is dan is het een 200 ms brede puls. Die niveaus worden opgeslagen in een 59 posities lange buffer. Komt de 25 ms 'counter' op 42 of groter dan is de missing 59-ste seconde gedetecteerd, omdat die op count 40 anders zou optreden en de counter resetten. Dan is de buffer dus volledig gevuld om verwerkt te kunnen worden. De bufferpointer wordt dan weer op de start van de buffer gezet. Een frameready flagbit meldt het hoofdprogramma dat er een buffer klaarstaat. Een flag0 zorgt ervoor dat de kunstmatig aangemaakte seconde 59 (bijna) een seconde lang blijft staan.

Een gele led op P1.0 wordt bij elke DCF ontvangen seconde aan- of uitgeschakeld, zodat de ontvangst van DCF77 extern zichtbaar is. De lengte van de volle buffer wordt ook door het hoofdprogramma ter controle bekeken, omdat die in een byte 'maxbuf' bij completering van het frame wordt bewaard. De flowchart van dit hele zaakje is getekend in de figuur hiernaast.

Nu kwam er voor mij een leermoment, met experimenteren bevordert men zelfontplooiing, dat blijkt weer. Ik wilde namelijk een andere timer_1 gebruiken om een vrijlopende klok te maken. Dat kan echter ook in de DCF interrupt timer_2 geregeld worden. Er zijn namelijk twee interrupt vlaggen die in de routine gereset moeten worden. Namelijk vlag EXF2 ten gevolge van de externe DCF seconde interrupt op P1.1 en een timer_2 overflow interrupt flag TF2. TF2 wordt geset door de timer-2 overflow en EXF2 door de DCF interrupt. De timer-2 loopt altijd ongestoord door - dacht ik - en het is dus tevens mogelijk die te gebruiken, want aan de hand van de vlag EXF2 of TF2 weten we immers met wat voor soort interrupt we te maken hebben.

Nu is het zo dat de interrupt (tenminste) 40 keer per seconde optreedt, omdat de preset van de teller_2 op een waarde staat ingesteld die de overflow in 1/40 seconde doet bereiken. Dat op zijn beurt heeft bij een 12 MHz kristal, zoals ik gebruik, een granulariteit van 1 count in de preset, oftewel 0,5 microseconde per preset count verschil in dat 1/40 seconde interval. Dat is 0,5 us op 25 ms ofwel bijna 2 seconde per etmaal. Voldoende dus voor ons doel, als minimaal twee keer per etmaal synchronisatie door DCF77 geleverd wordt.

Nu blijkt dat de flowchart in de onderhavige figuur gebaseerd is op wat in de documentatie

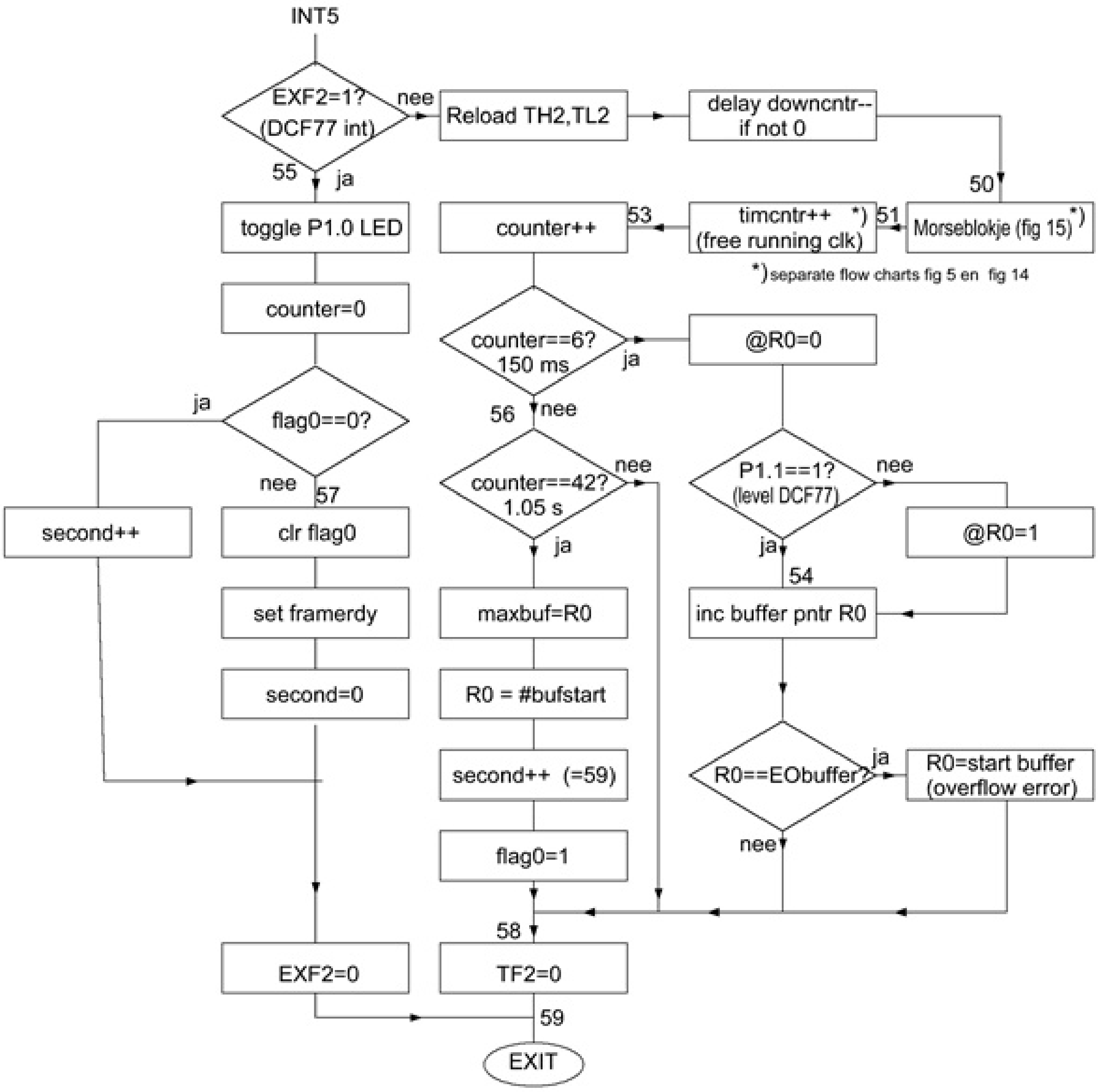


fig 4 DCF77 int by second pulse or 25 ms timer overflow Plus local free running clock

van de AT89S8253 wordt genoemd de "Auto reload mode" van timer 2 met DCEN=0. Die heeft echter het bezwaar dat bij een DCF interrupt de timer wordt gereset met de ingestelde startpresetwaarde. Dat betekent dat hij niet bruikbaar is tevens als vrijlopende klok te dienen.

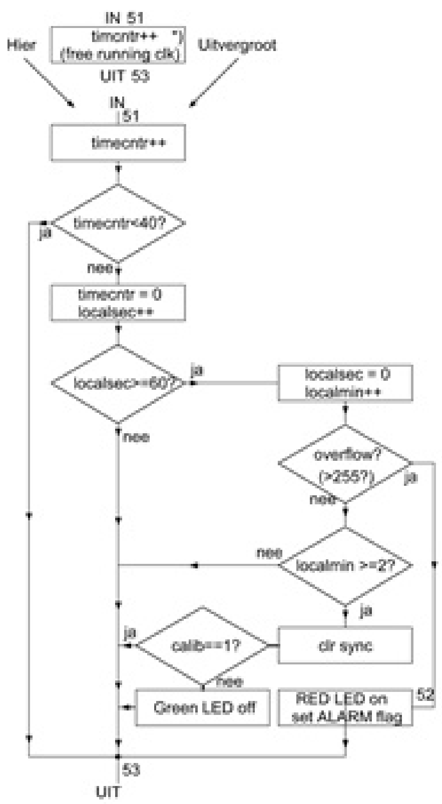
Dat kan wel met de capture mode. In dat geval kun je echter de capture registers niet als preset gebruiken bij timeroverflow. Dat kun je dan apart regelen, maar omdat er geen timerstekort is te voorzien, denk ik dat maar apart te regelen in timer_1.

Het feit echter dat ik het toch zonde vind dit idee verloren te laten gaan in de vergetelheid, het stinkt hier, doet me besluiten toch de DCF en de vrijlopende klok in een timer_2 interrupt tezamen af te handelen wat resulteert in de volgende flowchart. Simpele wijziging, de lokale seconde en minuten, de enige die we nodig hebben worden bijgehouden in de interrupt routine. Rest ons als een DCF frame wordt ontvangen dat op geldigheid te controleren en indien OK de lokale klok ermee te synchroniseren. Ter controle is de halve frequentie gemeten op een toggled outputpen P1.4 die blijkt 20,000280 Hz te zijn. Een count van de preset hoger of lager blijkt 0,0004 Hz per count te verschillen, daaruit is dus te voorspellen dat een count presetverschil

1,5 seconde per etmaal tijdverschil geeft. Het invoeren van een nonius, dat is een variable die aangeeft waar beneden de presetcount een lager is dan daar boven en die dus de klok beurtelings langzamer en sneller laat open met een periodeduur van 6 seconde (256 interrupts), is dus onnodig (na de meting van de kristalfrequentie) Met een nonius kun je door die tussen 0 en 255 te verstellen 256 keer zo nauwkeurig uitkomen. Die kun je zelfs automatisch verstellen zodat je de oudering van het kristal compenseert.

Nu heb ik eerst de kristalfrequentie gemeten met een gekalibreerde frequentieteller, zoals eerder vermeld; en die frequentie bleek ruim 6 kHz hoger te zijn dan de nominale waarde die op het kristal staat aangegeven, daaruit kun je concluderen dat de afwijking als je dat niet meet 44 seconde per dag zal zijn in dit geval, en dus per half uur een geldig DCF frame nodig is om dat te compenseren, zodat je binnen een seconde tolerantie na het nominale startmoment in een even minuut gaat uitzenden.

Kortom: kitjesbouwers, hebben minder resultaat en worden derhalve aangemoedigd om hun verstand verder te ontwikkelen dan VMBO niveau - wat op zichzelf overigens ruimschoots volstaat om een F "staatsexamen" te behalen -



Free running clock in Int5 DCF int.

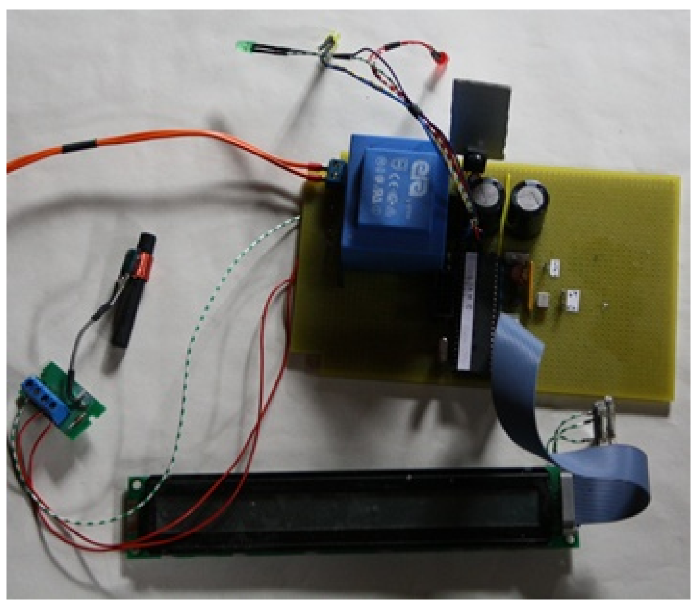


door zelfdenkzaamheid. Maar goed je kunt ook 1000 kuub water naar de zee dragen en het daarmee verdiende netto loon gebruiken om een jappenbak te kopen. Apres nous le deluge, en dat zal zeker geen generatie duren, nu de gasbel opgejubeld is en gepaard daarmede de industrie en zelfscheppend vermogen uit Nederland nagenoeg verdwenen zijn, en provincie Groningen een watersportgebied van verzonken land er binnenkort bij krijgt. Als je persisteert om daar te blijven wonen zul je /MM aan je call moeten toevoegen.

We kunnen toch een nonius invoeren zodat een 6 kHz afwijkend kristal zonder dat je het tevoren meet toch automatisch de juiste tijd gaat afleveren. Maar dat doe ik even niet, want ik wil graag opschieten voor de zaak verzandt. Bovendien kun je met een trimmer bij het kristal de afwijking doorgaans wel compenseren.

Voortgang

De DCF klok is gerealiseerd, het frame vanaf bit 20 staat op de voorlopige LCDisplay, en op de onderste regel een rijtje getallen in de volgorde



minuut, uur, maanddag, maand, jaartal%100 (dus 15) de secondeteller na het afdrukken, dat gaat snel dus die staat dan op 00, En ook de lokale tijd in minuten seconden, waarbij de minuten tot 255 kunnen doorlopen, Meer hebben we niet nodig. Die 255 gebruik ik bij overflow naar 0, om het alarmsignaal te bedienen, omdat er dan ruim 4 uur geen synchronisatie is geweest. Dat alarmsignaal (rode LED op P1.3) staat ook aan bij inschakelen van de voeding, omdat de zaak dan niet gesynchroniseerd is. Het alarmsignaal gaat uit bij ontvangst van een geldig frame, dat dan de minutenteller op 0 of 1 zet. Als het alarmsignaal aan staat wordt er niet gezonden, omdat het starttijdstip onvoldoende bekend is.

Voorts is er een groene LED aangesloten op P1.2 die aangeeft dat er een geldig frame is ontvangen. De lokale klok wordt dan op 0 of 1 minuut gezet, de seconden op 0. Die LED gaat uit als de minutenteller >1 wordt, omdat dat alleen gebeurt als er een frame gemist is. Maar uitzenden kan dan wel, omdat de tijd voldoende bekend is uit de lokaal doorlopende klok.

Een DCF77 frame wordt pas goedgekeurd als:
1. Het startbit (bit 20) 1 is
2. Drie even paritybits P1, P2 en P3 kloppen
3. Alle BCD gecodeerde velden nooit groter dan 9 zijn per cijfer
4. Dag van de maand niet 0 en niet groter dan 31 is
5. Ook voor minuten, uren, maand jaar en dag-van-de-week dat soort controles op de grootte.
6. Het frame de juiste lengte (59 bits) heeft.

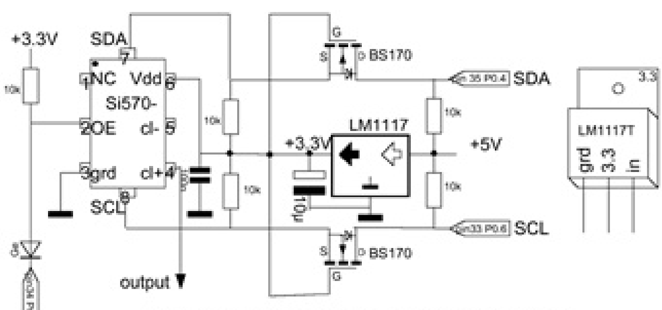


fig 4 Si570 voeding en I2C interface

Niet alles werkte gelijk goed. Na een hoop gezoek bleek dat ik de interpretatie van 100 en 200 ms als 0 en 1 net andersom deed, en dat de bufferlengte voor een frame een positie te kort was, waardoor dat bij het laatste bit door overflow gereset werd op start en dus nooit als goed beoordeeld werd. De diagnostische display is dan een nuttig gereedschap om dat soort problemen op te lossen. Inmiddels was de DCF-module ook van de print verwijderd, omdat die vermoedelijk te dicht bij de trafo zat. Al doende leert men. Een foto hierboven toont de zaak zoals die er op dit moment voorstaat, compleet met gemonteerde LED's.

De Si570 interface.

De volgende stap is nu met twee BS170 en een tweede SIL staafje van acht 10k weerstanden de bidirectionele I^{2}C bus interface van de Si570 te monteren, benevens een 3,3 Volt low drop regelaar, die uit de 5 Volt gevoed wordt. Een en ander gaat zoals ik in "Een dual Si570 VFO" beschreef. De door mij gebruikte controller heeft geen ingebouwd I^{2}C interface, dus die is zelf gecodeerd, zeer leerzaam, want als je het niet goed doet werkt het niet. Een boek van Elektuur dat ik een keer kocht, "De I^{2}C Bus", ISBN 90-5381-143-5 was daarbij de leverancier van de benodigde basiskennis op blz. 10 t/m 16. Het plattegrondje van de montage op gaatjes bord (onderdelenzijde) is getekend in fig. 5, evenals het schema in fig 4. Let op dat de zwarte punt (gemeenschappelijke punt van 8 10k

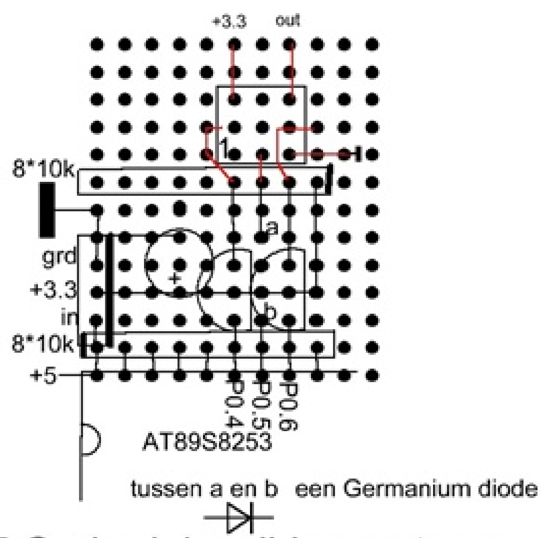


fig 5 Onderdelenzijde montage Si570 interface

weerstanden) SIL, nu net andersom zit als bij de SIL naast de processor. Gemak dient de kitjesbouwer, dat merk ik wel, want het monteren was aan de hand van dat plaatje een fluitje van een cent, ik herinner me dat het uitzoeken van de optimale lay-out ervan aanzienlijk meer tijd kostte. Later is er een Germaniumdiode gemonteerd tussen punt a en b in die tekening, teneinde OE, de output enable, te bedienen vanuit de processor.

Nu eerst dat schakelingetje testen voor er een tamelijk moeilijk verkrijgbaar - (de radio-onderdelenhandel op de hoek is gestopt en eigenlijk op nagenoeg alle hoeken) - en tevens dure IC Si570 (29,50 Euro ex verzendkosten) wordt ingehangen. Ik heb de mijne gekocht bij www.box73.de, die leveren ze op adres hex 55 dat ik dus gebruik en in de controller hard inprogrammeer. Ik zie dat er ook aanbiedingen zijn bij SDR-kits voor 13 euro. Ander adres dan hex 55 vermoed ik.

Dat testen kun je als nabouwer niet, maar ik vertel hier het verhaal van het ontwerpen, dat vele weken, zo niet maanden, kost terwijl nabouw in een dag kan, zoals ik eerder merkte als ik van ontworpen apparatuur meerdere exemplaren bouwde. Voordeel is dus dat je bij ontwerpen 100 maal langer van de straat en uit de kroeg bent dan de kitbouwers voor dezelfde kosten. Houd je nog geld over dus.

Hobby of plicht?

Nu beland ik in een bekend stadium, dat ik iets (de DCF synchronisatie van de locale klok) klaar heb en dat werkt prima, eigenlijk heb ik niet zoveel zin, eufemisme voor helemaal geen zin, om dit apparaat af te maken. Waarom zou ik? Het is toch hobby, ik doe het toch omdat ik het leuk vind, dus kan ik beter ophouden als ik het niet meer leuk vind. (Zoals 98% van de lui die op lcwo.net Morse zeggen te gaan leren, en de duurste Begali sleutel aanschaffen om in hun jappenbak te proppen, want op een forum als zendamateur.com vertellen ze je wel, na "effe voor stelle" en "Vraagje" welk propgat je moet hebben van je JESUCOMWOOD666, en natuurlijk morse GAAN leren, maar nooit verder komen dan hooguit 5 letters van de 41 op QR-Schildpad. Al die VMBO dropouts hebben altijd hun mond vol over wat ze GAAN doen, en daar hebben ze het zo druk mee dat het daar bij blijft.

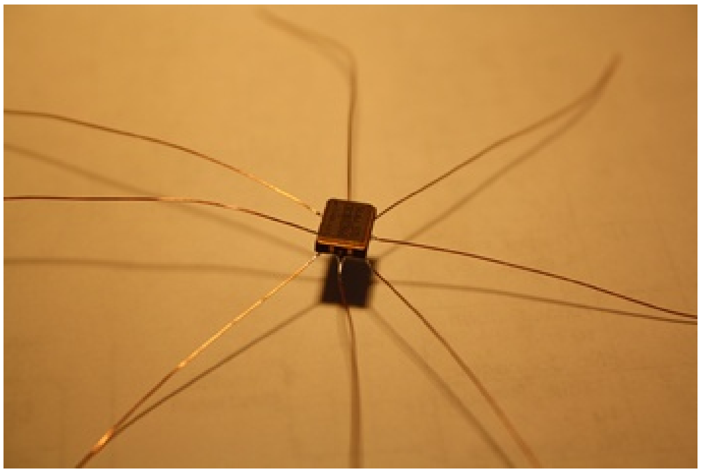
Of, alternatief, het project een tijdje laten rusten, om "een tussendoortje" te doen, maar ik weet uit lange ervaring dat er dan van afmaken niks meer terecht komt, omdat je je eigen schakeling niet meer begrijpt mede door achterlopende documentatie ervan; en je sneller geheel opnieuw kunt beginnen.

Ik heb hier een kast, die heet "Unvollendetes" Etiket erop in koeienletters, de xyl, die wat bijziende is, weet daarmede dat de deur niet geopend mag worden om de stof- en SMD-zuigerslang toegang te verlenen. Dat is een stalen kantoorkast die 15 cm van de muur staat, gekocht uit faillissementsverkoop.

Die Unvollendete-kast, die moet ik aan de bovenzijde achterover duwen tegen de muur aan, en dan pas openen, anders komt er een lawine Unvollendetes over me heen crashen op de vloer, zo die al niet mijn voeten verbrijzelt.

Dus les: werk snel en als je geen zin meer hebt gewoon doorgaan. De beloning is dan niet meer het plezier aan, maar het resultaat van je hobby. Je krijgt er een sterker karakter van als toegift, dus voor je het weet sein en ontvang je head-copy, zoals dat heet, 50 wpm Morse A1A. Op alle fronten beter dan dat slappe gezwets in die Jappenbakken waarvan NIEMAND mij kan vertellen wat nu wel het verschil is met de 27 MegaHertzer-bakkenisten. Zelfde gewauwel, zelfde niveau van conversatie.

Goed, na mezelf met deze preek moed ingeschreven te hebben, ga ik de interface testen. Ik meet de 3.3 V voedingsspanning, ik verbind de 3,3 V zijde I^2C en I^2D met elkaar door en laat er testroutines op los die in maximale snelheid die ze kunnen schakelen kijken of uitgezonden pulsen weer correct ontvangen worden voor



beide I^2C poten. Die routines test_I2C worden bewaard onder DIAGNOSTICS in de open source software van dit apparaat (te vinden op mijn eerder genoemde website) waarmede de processor geprogrammeerd wordt. Dat blijkt inderdaad foutloos te gaan. Met de scope gemeten op P0.4 en P0.6 blijkt dat vergeleken met de daaltijd, de stijgtijd relatief traag is, die bedraagt namelijk 2 microseconde. "Hard zat".

Aansluiten van de Si570

Nu kan de Si570 worden aangesloten met blanke draadjes 0,18 mm dik, van afgestript soepel netsnoer. Zoals het schema aangeeft volstaan 5 stuks (later bleken dat er 6 te moeten zijn, OE ook namelijk). De 3.3 V voedingsstroom wordt gedurende de verdere ontwikkeling met een analoge AVO gemeten, die moet ongeveer 90 mA zijn, maar als er wat fout gaat loopt die zienderogen op tot veel hogere waarde, zodat het IC dan nog gered kan worden door de meter er snel tussenuit te halen en aldus de voedingsstroom te verbreken. Een regelbare stroombeperking heb ik nu nog niet beschikbaar. Die staat namelijk nog in de Unvollendetekast. Alvorens de meter er tussen te schakelen de spanning nogmaals gemeten, 3,3 V is in orde. Aangesloten, de analoge meter wijst ongeveer 70 mA aan, hij ligt op zijn kant, dus verre van nauwkeurig, niet verontrustend die stroom, en een teller op de uitgang geeft de door de fabriek ingestelde frequentie 14,999892 MHz, ook een uit de VFO ontwikkeling vertrouwde waarde. Dus dat zit wel snor. De eerder ontwikkelde I^2C aansturingroutines worden gekopieerd uit de VFO software, evenals diagnostic routines. De extra stroom van de Si570 maakt de 7805 nu wel heet. Druppeltje spuug kookt sissend weg. Daarom stukje Al, zaagrestje, 3 mm gaatje in geboord en er tegenaan geschroefd. Met 10 vierkante cm aluminium kun je ongeveer 1 Watt extra dissiperen.

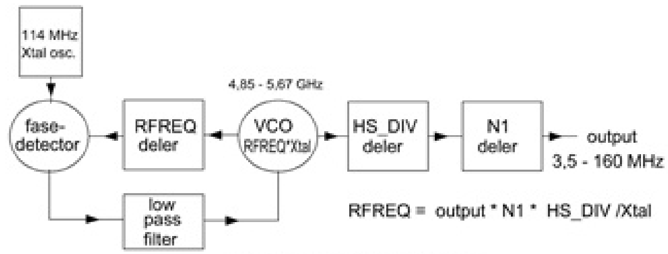


fig 1 de Phase locked loop

Eerst het adres testen waarop de Si570 zich aangesproken voelt, met de diagnostic test_I2C_addr. Alle adressen tussen 8 en 125 worden afgeraffeld en slechts een geeft er een ACK terug alle anderen een NAK. Dat adres is op de display gezet door de routine, en is evenals het vorige exemplaar uit de VFO 0x55, dat werkt alvast. Bekend adres van de exemplaren verkocht door www.box73.de

Vervolgens lezen we de registers van de Si570 uit die de deeltallen en de frequentie bepalen met de diagnostic en plaatsen die hexadecimaal op de display. Aan de hand daarvan is de precieze interne kristalfrequentie van de Si570 te berekenen, maar die verschilt per exemplaar. Zou ik dus alleen een exemplaar maken voor eigen gebruik, dat zou dat volstaan, maar voor eventuele nabouwers moet de zaak gekalibreerd kunnen worden, wat extra software vereist en gebruik van het EEPROM om de tijdens kalibratie vastgestelde kristalfrequentie in te bewaren.

De Si570 (fig. 1) bevat een VCO, die wordt gedeeld door HS_DIV en daarna door N1, dat levert de outputfrequentie. De VCO gedeeld door RFREQ levert de kristalfrequentie dus:

$$Xtal = \frac{output * N1 * NS_DIV}{RFREQ}$$

De output frequentie is na opwarmen stabiel 14,999884 MHz Op de display staat bij bovenstaande proef A8C2A88EA66C Aan de hand van de Si570 specsheet vind ik daaruit HS_DIV=9, N1=36 en RFREQ=0x2A,88EA66C Dat invullen in de formule levert voor mijn exemplaar Si570 de frequentie van het xtal=114,258428 MHz.

Kalibratiemechanisme

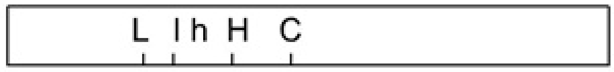
Nu ik ook met nabouwers rekening moet houden is er een kalibratiemechanisme nodig. Een bedieningsknop zoals bij de dual Si570 VFO is er niet, een display ook niet bij nabouwers, dus de beste methode lijkt mij om als volgt te werk te gaan.

In de praktijk wijken de kristallen in de Si570 veel minder af van de nominale waarde 114.285 MHz dan 2kHz/MHz, 228 kHz dus, die als tolerantie wordt opgegeven, dus wanhoop niet.

We zijn nu dus zover gevorderd dat de zaak gekalibreerd kan worden en dat na uit- en inschakelen, middels een diagnostische routine die om output 10 MHz vraagt, de aangesloten tevoren gekalibreerde frequentieteller moet inderdaad dan 10 MHz aanwijzen.

Mooie gelegenheid om na inschakelen, de drift van de Si570 ook te registreren. Na 20 minuten is de output tot op 1 Hz de eindwaarde genaderd. Direct na inschakelen is de afwijking 71 Hz te hoog. Het is dus zinvol, om na het instellen met de meetpen tijdens kalibratie van 10 MHz, een half uur te wachten, dan bij te stellen op 10 MHz precies, bij mij bleek daarbij 2 Hz verschil te zijn opgetreden, en pas dan de kalibratiefase te beëindigen.

Er wordt geluisterd naar WWV of een andere ijkzender op 10 MHz, een middels die zender of een andere sub-standaard gekalibreerde teller gebruiken mag natuurlijk ook. Zonder gekalibreerde teller kun je dus ook met een ontvanger afgestemd op WWV 10 MHz kalibreren, als die zender met een redelijke condx te horen is.



In de kalibratiestand, waar het apparaat tijdens initialisatie inkomt als de EEPROM waar het getal (2^{58})1/xtal in bewaard wordt, zijn checksum niet deugt, (als je hem net gebouwd hebt dus ook) of als je _tijdens_ inschakelen van de netspanning met een aan massa verbonden meetpen pin 3.0 (pen 10) van de processor naar aarde kortsluit, komt de zaak in de kalibratiestand. De Si570 geeft dan volgens hemzelf 10 MHz af, maar dat kan op 10 MHz wel tot 20 kHz afwijken als je naar de toleranties van de kristallen kijkt die de fabrikant van de Si570 opgeeft. Als je nu met de aan massa verbonden meetpen pin5 (P1.4) of pin6 (P1.5) van de processor aardt loopt de frequentie op de teller omlaag, aard je P1.6 (pin 7) of P1.7 (pin 8) dan loopt die omhoog. Aard je niks dan staat de frequentiewijziging stil. Dat omlaag- of omhooglopen gaat in stappen van 1 Hz op pin 6 en pin 7 en van 100 Hz op pin 5 en pin 8. Er zijn 2 wijzigingen per seconde. In het schema zijn die pennen daarom aangegeven als L l h H in de processorprent. Een plaketiketje op het IC is behulpzaam om de pennen te lokaliseren. Je vogelt dus net zo lang met die meetpen op die pennen, tot de output die de gekalibreerde teller aanwijst, of de zweving met WWV binnen 1 Hz 10 MHz is. Voor de zekerheid altijd controleren op zero beat met je ontvanger op WWV afgestemd, want de kans dat een frequentieteller in een ham-shack er zo'n 100 Hz naast zit is levensgroot aanwezig, en dat is hier bij de kalibratie absoluut niet te tolereren. Die 100 Hz aansluitingen zijn gemaakt omdat anders in het worst-geval het bijna 3 uur kan duren voor je de nominale frequentie 10 MHz bereikt in stapjes van 1 Hz. Met de 100 Hz voorziening krimpt dat in tot minder dan 2 minuten om binnen 100 Hz van 10 MHz te komen en dan nog hooguit 1 minuut om binnen de Hz daar te belanden.

Om te weten dat de zaak in de kalibratiefase zit, is het nodig nog een LED te monteren, daar voel ik niet veel voor dus gebruik ik de groene LED van DCF77 voorlopig (?) daarvoor. Brandt die

gelijktijdig met de rode, dan is de zaak in de kalibratietoestand. De groene en de rode kunnen tijdens normaal bedrijf nooit gelijktijdig branden (namelijk correct DCF77 frame ontvangen is groen en tevens 4 uur of langer geen ontvangst gehad is rood) Voor dit hele kalibratiegedoe hebben we in de software een 32 bits deelroutine nodig om 1/xtal te bepalen. EEPROM routines, checksum bepaling en die hele klimbim dus om nabouw met andere Si570 exemplaren mogelijk te maken. Ik kan dus om die reden mijn eigen gemeten kristalwaarde niet in het programmageheugen van de controller programmeren als makkelijk alternatief.

Voor goed begrip is het wel van belang de datasheet van de Si570 door te nemen, evenals het verhaal "Een dual Si570 VFO" (UBA website onder Technique www.uba.be/technique)

Als je aan een half woord genoeg hebt: We hebben in de Si570 een phase locked loop (fig. 1), de VCO moet staan tussen 4850 en 5670 MHz, dat is zijn regelbereik. Na de VFO staan instelbare delers, twee in cascade, genaamd HS_DIV en N1, die de VCO doordelen naar de outputfrequentie met deelbedrag N1*HS_DIV. De VCO frequentie wordt tevens gedeeld door RFREQ, die 28 bits achter de komma kan delen, en in een fasecomparator vergeleken met de xtal frequentie, die nominaal volgens de specs 114,285 MHz is, en een tolerantie van plus en min 230 kHz heeft (2000 ppm). Dat kunnen we dekken als we op 10 MHz output 20 kHz naar boven en beneden kunnen regelen.

Om 10 MHz output te krijgen met de nominale kristalfrequentie, is de instelling HS_DIV=7 N1=70 waardoor de VCO uitkomt op 4900 MHz. We moeten 2000 ppm kunnen compenseren in kristalfrequentie, en daaruit zijn de nominale waarde en de grenswaarden van de RFREQ te berekenen, omdat 4900 MHz gedeeld moet worden door RFREQ naar de kristalfrequentie. Heel gereken, maar een programma in C geschreven wsprlim.c (mijn eerder genoemde website) levert de gewenste output Dat wordt dan decimaal en hexadecimaal genoteerd:

Rfreq(min) = 42,7996 = hex 2A,CCB532F
RFREQ(nom) = 42,8753 = hex 2A,E0118FC
RFREQ(max) = 42,9712 = hex 2A,F89F5A2

Na enig prakwerk op de zakjapanner door berekening van 2^{28}*N1*HS_DIV/xtal vind je dan dat het vereiste increment van RFREQ bij nominale kristalfrequentie voor 1 Hz outputverhoging hex 696 is en voor 100 Hz hex 1C1AF als minst significante bijdrage, dus beide maal 2^{-28}. We kunnen doorlopend (on the fly) verstemmen mits we niet meer dan 3500 ppm afwijken van de nominale frequentie volgens de datasheet van de Si570, en daar voldoen we aan, want we wijken slechts 2000 ppm af tijdens de kalibratiefase.

Dit verhaal wordt in de software gerealiseerd, waarbij erop gelet wordt dat de grenzen van RFREQ voor 20 kHz afwijking op 10 MHz berekend op de nominale kristalfrequentie niet worden gepasseerd, bijvoorbeeld omdat de meetpenvasthouder tijdens de kalibratieprocedure in slaap is gevallen. Er is voor kalibratie een initialisatieroutine die de nominale waarde van RFREQ in de Si570 berekent, welke voor een nominaal kristal behoort bij 10 MHz. De outputfrequentie is dan voor mijn kristal blijkens de frequentieteller 9,997671 MHz. Dat klopt met de eerder bepaalde kristalfrequentie 114,258427 MHz en de nominale waarde 114,285 MHz. Vervolgens is met aarden oftewel met massa verbinden, van een der pennen P1.4 t/m P1.7 geverifieerd dat de frequentie op 10 MHz kan worden gebracht en dat de 20 kHz begrenzingen van de nominale waarde kloppen. Om te verzorgen dat de snelheid van wijziging met 1 of 100 Hz twee wijzigingen per seconde zijn, is er een delay routine gebruikt, waarin je eenheden van 25 ms kunt initialiseren. Voor twee wijzigingen per seconde is dat dus 20. In de DCF interruptroutine, die ook de lokale klok verzorgt met stapjes van 25 ms, is daarom een apart blokje 'downcntr' opgenomen. Die verlaagt een byte 'downcntr' in RAM elke keer, dus een keer per 25 ms, met 1, totdat het byte op 0 staat, dan wordt het niet verder verlaagd. De delayroutine van de kalibratie initialiseert de

downcntr op 20, en wacht dan tot downcntr 0 is en dat duurt dan een halve seconde.

Volgende stap is dat als pin P3.0 (weer) wordt geaard met de geaarde meetpen, de RFREQ die de waarde heeft gekregen die bij 10 MHz output voor het onderhavige kristal hoort, wordt gebruikt voor een 32 bits deling die 1/xtal bepaalt met de formule:

$$\frac{1}{xtal} = \frac{RFREQ}{HS_DIV * N1 * output} = \frac{RFREQ}{4900^6}$$

De zaak is zo ingericht dat de 4 byte berekening als resultaat (2^{58})/xtal is. Dat voorkomt verknoeien van significante cijfers door managers (leading zeroes). Dat quotiënt dat met de deelroutine is berekend wordt vervolgens in de parmsbuffer geplaatst en er wordt over die buffer een checksum berekend die tezamen met de buffer in het EEPROM van de controller wordt gezet. Als de inhoud van dat EEPROM niet beschadigd wordt is de kalibratie dus slechts eenmalig nodig. Klopt de checksum niet meer bij opstarten, dan gaat hij weer de kalibratieprocedure in. De twee gelijktijdig brandende LEDs, rood en groen, maken de gebruiker daarop attent.

Tot zover is de zaak nu getest door de resultaten van de berekeningen op de display te dumpen en met de PC middels een programmaatje te verifiëren.

Berekening van de zendfrequentie

Als we op frequentie f willen zenden in band n, dan worden HS_DIV en N1 voor die band bepaald uit een tabel, en RFREQ wordt dan berekend uit:

$$RFREQ = \frac{1}{xtal} * HS_DIV * N1 * f$$

Dat eist een 4byte maal 4 byte vermenigvuldigingsroutine. Die is eerder ontwikkeld voor de Si570 VFO en evenals de deelroutine opnieuw gebruikt door te kopiëren. Re-usable software heet dat tegenwoordig. De deelroutine en vermenigvuldiger maken gebruik van common gedefinieerd RAM, omdat ze nooit gelijktijdig worden gebruikt kan dat. Een en ander om dreigend RAM-tekort te vermijden. Vermijden is iets anders dan vermeiden, dat laatste vergt een operatie, die worst oplevert.

In verband met de vereiste precisie voor WSPR is de berekening zodanig uitgevoerd dat optimaal gebruik gemaakt wordt van de 32 bits precisie die de berekeningen toelaten. Dat vergt dan soms schuifoperaties over 4 bytes, maar dat is gelet op de toepassing geen enkel bezwaar. Testen gebeurt door de gereed gezette 6 byte lading voor de Si570 op de display te dumpen en te analyseren.

Tijdens de ontwikkeling wordt er steeds software bijgebreid en gedebugged, dat eist steeds wissen van het programmageheugen en de EEPROM wordt bij het gebruikte type controller dan ook onherroepelijk meegewist. Dat betekent dat je na elke proefprogrammering opnieuw moet kalibreren. Dat is te lastig, en daarom heb ik de kalibratiewaarde uit de EEPROM gedumpt, er een assemblerlisting van gemaakt, geassembleerd tot objectbestandje, dat tevens na elke wijziging eerst wordt meegeprogrammeerd in de EEPROM. De checksum klopt dan bij opstarten, en de kalibratiefase wordt dus overgeslagen.

Acht WSPR banden

Het is de bedoeling dat met 8 jumpers op P2 van de controller, naar wens elke selectie van maximaal 8 banden kan worden gekozen. De frequenties van die banden staan hiervoor vermeld, en die kunnen dus in de controller worden geprogrammeerd. De prognose dat de 60 m band in Nederland beschikbaar wordt gesteld, tengevolge van vragen van rupsjes-nooit-genoeg, kan een negende band wenselijk maken, of de 10 meterband moet weggelaten. De volgende stap is nu die bandfrequenties in een tabel te zetten, tezamen met de HS_DIV en N1 die erbij horen als product, en tevens gecombineerd gecodeerd als de waarde van de eerste twee bytes voor de Si570. Voorts het increment van RFREQ voor 1,4648 Hz, dat we nodig zullen hebben om 4FSK te moduleren,

omdat dat per band verschilt. Tot slot de 200 Hz bandgrens, teneinde te kunnen bepalen of een random frequentie binnen de band valt. Alles little endian genoteerd, dat wil zeggen de minst significante bytes van getallen op de laagste adressen. De instructieset van de processor prefereert kennelijk die notatie. Het programma in C dat de gewenste assemblerlisting als output levert voor alle banden is onder de naam wsprtab.c beschikbaar als source listing en als exe bestand voor 16 en 32 bits computers onder windows, op mijn website.

Als we van de nominale waarde van het kristal uitgaan 114,285 MHz en de VCO verstembaarheid van 4850 tot 5670 MHz, dan volgt daaruit door deling het toegelaten bereik van RFREQ. Elke keer als het deel van RFREQ voor de komma een hoger wordt is de VCO ter grootte van de kristalfrequentie in frequentie gewijzigd. Het frequentiebereik dat de mantisse (dat is het deel achter de komma) van RFREQ dus kan wijzigen is xtal/(HS_DIV*N1) in de outputfrequentie. Het onderlinge frequentieverschil van de 4FSK frequenties dat 1,4648 Hz is, vergt dus 1,4648*HS_DIV*N1/xtal wijziging in RFREQ. De totale te bestrijken band is 200 Hz, die wijzigt RFREQ dus 200*HS_DIV*N1/xtal. Als we die bedragen met 2^{28} vermenigvuldigen dan vinden we het bedrag dat we bij het minst significantie byte van RFREQ moeten optellen, omdat RFREQ 28 bits achter de komma heeft. Die bedragen zijn in de tabel die wsprtab.c genereert opgenomen.

wsprtab.c maakt de tabel voor 9 banden met de 9 onderste bandgrenzen en de bijbehorende HS_DIV en N1, die uit het totaal aan mogelijkheden gekozen zijn met een voorkeur voor hoge HS_DIV en lage VCO, hetgeen de fabrikant aanraadt. Uiteindelijk is er een reserve en de andere 8 zijn operationeel.

Routine 'rotate', is als voorlopig model gemaakt, die rouleert langs die tabel met 8 startwaarden, met een delay van 16 seconde tussen verspringen, en die berekent de 6 registers voor de Si570 en dumpt die op de display. Voorzichtigheid is terecht want die deugden niet, maar na een debug-operatie wel. Oorzaak: er werd de inhoud van geheugen adres 8 geladen in plaats van het cijfer 8. Een bug zit in een klein hoekje. Controle van die langzaam roulerende waarden op de display en grove analyse daarvan, geeft vertrouwen dat dat zaakje in de Si570 kan. Aldus geschiedde, en zowaar dat werkt, blijkens de teller op de output. Daar verschijnen dus beurtelings de startfrequenties van elk der 8 banden, voldoende langzaam wisselend om ze te kunnen bekijken.

Er is wel een punt van aandacht, namelijk dat bij mislukken van laden, blijkens teruglezen uit de Si570 die verschilt, er een waarschuwing op de display staat. Voor diagnostiek heb ik 9 een byte tellers op de display gezet, die het aantal verschillende mogelijke fouten detecteren en dan na een etmaal of zo versneld draaien van de zaak, kijken wat er gebeurt. Formeel moet je bij een geconstateerde fout gewoon geheel opnieuw beginnen met laden middels een startconditie. Daar dreigt dus een dead lock als het bij voortduring fout blijft gaan. Dat wordt weer ondervangen door gebruik te maken van de zogenaamde watch dog timer van de controller. Die reset de controller als hij ongewenst duurzaam in een kringetje blijft draaien. Voorlopig is die nog niet actief gemaakt, omdat die eventuele bugs zou kunnen versluieren.

Voorts zijn er twee laadprocedures, een uitgebreide bij bandwissel en een korte on the fly routine die fasecontinu en zonder onderbreking de frequentie tijdens een zendcyclus wijzigt, die voor de modulatie en frequentiewisselingen binnen een band gebruikt gaat worden.

De vereiste verandering voor 1 Hz van de outputfrequentie van RFREQ is N1*HS_DIV/xtal Of het xtal hier de nominale of de werkelijke waarde is speelt nagenoeg geen rol, dus is de nominale waarde genomen. De deviatie voor 200 Hz is in de bandtabel opgenomen en na elke bandschakel op het begin van de band, wordt daarna bij wijze van proef door bijtelling bij RFREQ van het in de tabel opgenomen 3 byte

bedrag, het bandeinde 200 Hz hoger geladen, volgens de teller blijkt de in-band frequentie-wijziging ook goed te werken.

De volgende stap is dat we bij elke zendcyclus nu in een willekeurige plek van de nieuwe 200 Hz brede band terecht komen. Daarvoor gebruiken we een Random Number Generator van 16 bits. Acht bits zou ook volstaan, maar de 16 bitter heb ik eerder voor een ander project ontworpen en die kan ik zo overnemen.

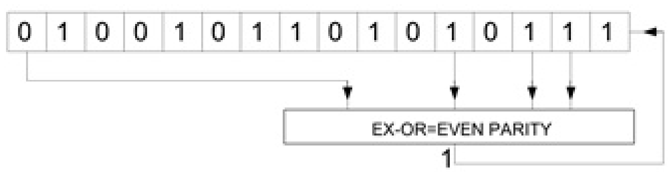
Nauwkeurigheid van frequentie en shift

De datasheet meldt dat voor berekening van RFREQ 38 bits nauwkeurigheid vereist is. Dat is niet nodig hier. Ik realiseer de berekening van RFREQ met 32 significante bits rekentechniek. Namelijk 32 bits frequentie maal 16 bits HS_DIV*N1, dat geeft maximaal 33 bits met het 33 ste bit altijd 1, omdat het product de VDO frequentie van de chip is, en die ligt tussen 4,85 en 5,67 GHz Vervolgens wordt het resultaat (32 bits zonder die 33ste) vermenigvuldigd met (2^{58})/xtal) uit de EEPROM, ook 32 significante bits, en bij het resultaat van 8 bytes wordt dan nog ter exacte compensatie van het weggelaten 33-ste bit (2^{58})/xtal opgeteld vier bytes naar links geschoven in het 8 byte product. Daarna wordt het product 14 bits naar rechts geschoven en HS- DIV en N1 worden toegevoegd conform de specificaties van de Si570 om de berekende nominale uitzendfrequentie die op 1 Hz nauw-keurig is gespecificeerd in de Si570 beschikbaar te hebben. Daarmee staat de 6 byte laadbuffer klaar voor de Si570 om via het I^2C protocol erin te stoppen. Terug te lezen in 6 andere bytes en indien er verschil is een hernieuwde laadpoging te wagen.

Voor 1,4648 Hz, de shift, wordt de vereiste additie nauwkeuriger bepaald om zo goed als de Si570 resolutie toelaat die shift te benaderen.

Als we het laatste 28-ste bit achter de komma van RFREQ complementeren (van 1 een 0 of van 0 een 1 maken), scheelt dat in frequentie op 10 meterband 0,0024 Hz. Dat is de maximale door de Si570 leverbare resolutie van de volle 28 bits achter de komma op die band. Op 80 meter is die 8 keer beter. Alleen de nominale frequentie van het zendsignaal, wordt op 1 Hz nauwkeurig bepaald omdat de WSPR bandgren-zen met die nauwkeurigheid worden opgegeven. De shift op de random gekozen nominale frequentie in de 200 Hz brede wspr band wordt dus op 0,0024 Hz nauwkeurig geleverd. dat is maximaal 0,16% afwijkend van de nominale waarde. Dat kan geen problemen opleveren. Dat betekent wel, omdat het kristal gekalibreerd wordt en het nominaal 2 kHz per MHz kan afwijken, dat je in het extreme geval een RFREQ vindt die 2000 ppm verschilt van de nominale waarde en dus de shiftwaarde ook 2000 ppm zal verschillen met de vaste waarde die per band in een tabel van het processor-programmageheugen staat opgenomen. De shift kan daardoor dus 0,003 Hz afwijken van de verwachte waarde. Zelfde orde van grootte als de resolutie, daar maak ik me verder niet druk over.

$$X^{16} + X^{5} + X^{3} + X^{2} + 1$$



Random number generator

De Random Number Generator

Het blokschema in bovenstaande figuur toont een 16 bits random number generator. Het is een 16 bits schuifregister, dat naar links schuift op elke klokpuls (aanroep). Van vier bits, op de getekende 16 posities wordt paarsgewijze de exclusive-or bepaald. Dat is hetzelfde resultaat als de even parity van die 4 bits, waarvoor in de gebruikte processor een statusvlag P aanwezig is, die geeft namelijk de even parity van de accumulator ACC aan. Je kunt niet zomaar willekeurige aftakkingen nemen, slechts bepaal-de aftakkingen geven dat de zaak zich pas na 65535 klokpulsen gaat herhalen, vandaar dat dit

soort ook wel maximum shift register sequences wordt genoemd. Alle 16 bits getallen in het interval [1,65535] komen pseudo random voor. We gebruiken het register zijn resultaat na een aanroep om een willekeurige random positie in een 200 Hz WSPR bandje uit te gaan zenden.

De registerinhoud 0 mag niet meedoen, want 0 is het enige verboden getal, dat zich anders eeuwig zou herhalen. Mocht door een storing of na inschakelen toch 0 optreden, dan corrigeert de routine dat zelf, want die controleert erop.

De routine is getest met een daarvoor onder de diagnostics afdeling van het programma residerende routine, die uitgaande van een van 0 verschillende beginstand de random generator steeds opnieuw aanroept, een loop-teller bijhoudt en als de inhoud weer gelijk is aan de beginstand, de eindwaarde van de loop-teller op de display zet. Die blijkt hexadecimaal FFFF te zijn, dus dat klopt.

van RFREQ de 200 Hz hogere bovenbandgrens aangeven, en die als 3 extra bytes per entry in de bandparms tabel zijn opgenomen zijn per band verschillend. De 16 bits range van de random generator komt er dus niet mee overeen. We willen toch het hele bandbereik van 200 Hz random kunnen bereiken. Dat bandbereik is aangegeven in drie bytes in de bandparms tabel. Daarom worden de 16 bits random getallen vermenigvuldigd met een macht van twee, ze komen dus verder uit elkaar te liggen. De macht van 2 wordt zo gekozen per band, dat het zestiende bit van het random getal komt te staan onder de meest significante 1 van het 200 Hz bandbereik. Het op die wijze vergrote random getal wordt opgeteld bij de onderste bandgrens en mag de bovenste bandgrens dan niet overschrijden. Is dat wel het geval dan wordt een nieuw random getal gegenereerd. Deze werkwijze zal gegarandeerd met minder dan 50% kans per trekking een misser opleveren en tevens wordt de hele 200 Hz brede band door de getallen bereikt.

Een voorbeeld verduidelijkt dat: 200 Hz verschuiving geeft op de 14 MHz band een in de parmstabel opgenomen waarde van RFREQ wijziging 02 7E BC We pakken een 16 bits randomgetal, bijvoorbeeld hex 6789 schuiven het twee bits naar links. Het 16-de bit van het random getal (0 of 1) komt dan te liggen onder het tweede bit van het byte dat 02 bevat, en dat is de meest significante 1 in dat byte. het random getal wordt dan 01 9E 24 en kijken dan of het kleiner is dan de bandbreedte 02 7E BC. Zo ja, (hier dus ja), dan wordt het geschoven random number gebruikt om bij de onderste bandgrens op te tellen, zo niet, dan wordt een nieuwe gegenereerd en 2 bits geschoven, tot het wel lukt. Minimaal de helft van de random getallen voldoen dan altijd aan die eis, en zijn dan bruikbaar en worden bij RFREQ van de onderste bandgrens opgeteld teneinde op een random plek binnen de band te belanden.

De volgende stap is een routine schrijven en testen die de frequentie random instelt. Na modificatie wandelt de diagnostische routine 'rotate' weer door 8 banden om te kijken of ze in de gekozen jumperserie vallen, en komt nu iedere keer op een andere plaats in de band terecht. Diagnostisch wordt ter controle bekeken hoeveel getallen van 1 tot 65535 worden goedgekeurd voor elke band. Die waarden worden op de display gezet en blijken te kloppen met het verschil tussen naar links geshifte FFFF en de bandgrens voor 200 Hz.

Moeilijkheden dienen zich aan

Als diagnostic heb ik vervolgens 13 een-byte tellers op de bovenste regel van de display gezet en tellernummers van 1 tot D voor identificatie op de onderregel. Die houden foutcondities bij, die bij de lading van de RFREQ in de Si570 kunnen voorkomen, niet alleen bij laden maar ook bij teruglezen ter verificatie. Tevens worden de andere routines die freeze en melt en newfreq zijn genoemd (zie specsheet Si570 voor de betekenis) bewaakt. Zowel bij het adres ingeven, als bij de andere benodigde lees- en schrijfhandelingen. Kortom bij alle handelingen waar op een fout kan worden gecontro-

leerd. Het blijkt inderdaad bij wijziging van frequentie om de halve seconde dat die af en toe optreden. Dat is dus nu een punt van aandacht, als de oorzaak in de Si570 zit, dan moet er rekening mee gehouden worden in de software, om te voorkomen dat er af en toe buiten de band gezonden wordt. Dat kan je immers een gele kaart opleveren naar analogie van foebel, dat de gemiddelde mens aanspreekt, die ook leert denken in de oppervlaktemaat foebelfelt en een pakje sigaretten als volumemaat.

Tweede punt is, dat als de zaak op 10 MHz staat voor kalibratie de stabiliteit ruim voldoende is. Echter heb ik bij de ontwikkeling van de dual Si570 VFO al gemerkt, dat de dissipatie op de chip verschilt als de HS_DIV en N1 onderling worden verwisseld terwijl het product ervan hetzelfde blijft, en voorts dat als je door andere productkeuze de VFO hoog of laag in zijn bereik zet bij dezelfde uitgangsfrequentie er ook verschil is. Dat heb ik daar teruggerekend op 40 Hz variatie na 16 seconde stabilisatietijd, ten gevolge van dissipatieverschillen op de chip bij die andere instellingen. Direct na schakelen was dat verschil behoorlijk groot, en na 16 seconde werd de waarde gemeten en in een tabel opgenomen ter toelichting van het effect.

Als we hier naar een volgende band schakelen en gaan zenden, zal dit effect ook kunnen optreden, de drift is dan naar schatting gedurende de 110 seconde uitzendtijd beslist meer dan 1 Hz, en dat mag niet, althans wil ik dat niet. Er is rekening mee gehouden bij het genereren van de instellingstabel door RFREQ.C, die houdt namelijk HSDIV hoog en de VFO frequentie laag als voorkeur in alle gevallen, zover dat mogelijk bleek.

Oplossingen die ik zie: Direct na een uitzending die 110,6 seconde duurt naar de volgende band schakelen, je hebt dan 9,4 seconde om het kristal aan de nieuwe temperatuur te laten wennen. Volstaat dat niet, en dat verwacht ik, dan kan 2 minuten worden gewacht alvorens te gaan zenden, er wordt dan dus steeds een periode dat gezonden kan worden overgeslagen. Of op hoop van zegen dat de eerste uitzending toch lukt, twee uitzendingen in een band plegen. Een en ander is in de praktijk uit te testen, door beide mogelijkheden in de praktijk te realiseren.

Het makkelijkste lijkt mij het signaal via je ontvanger met een wspr programma te detecteren, dat meldt namelijk de gemeten drift (inclusief die van je ontvanger).

Moduleren met 4FSK

De bandparm tabel bevat op de eerste plaats de frequentie in 4 bytes. Dat is nodig omdat je bij een andere door kalibratie verkregen kristalfrequentie, ook andere RFREQ waarden voor het begin van de band vindt. Die benodigde RFREQ moet dus uit de frequentie worden berekend, elke keer na een bandwissel. Ook weer een complicatie dus om probleemloze nabouw met andere onderdelen mogelijk te maken.

De bandparametertabel 'bandparms' bevat, zoals reeds genoemd, ook twee bytes per band die de wijziging van RFREQ aangeven om de uitgangsfrequentie 1,4648 Hz te wijzigen. Er is geen ruimte voor meerdere (vier) RFREQ's voor 4 FSK tonen in het RAM-geheugen, dus we moeten moduleren door van de bestaande random verkregen RFREQ het uit de bandtabel gehaalde bedrag, niet, danwel met 2, of 3 te vermenigvuldigen, en het daarna bij RFREQ op te tellen. Aan het einde van het uitgezonden signaalelement (baud) het opgetelde bedrag er weer af te trekken en de nieuwe berekende waarde voor het volgende baud erbij te tellen. Er zijn geen accumulerende fouten na 162 signaalelementen door deze werkwijze, omdat het allemaal bewerkingen met integer getallen betreft. Nu is het zo dat zelfs als je een klein bedrag bij RFREQ wijzigt, dat kan doorwerken in alle bits. net zoiets als 1 optellen bij 999999999 dat geeft dan 1000000000. Daarom wordt bij elk signaalelement met geringe wijziging de hele RFREQ herladen. Dat kost allemaal tijd die

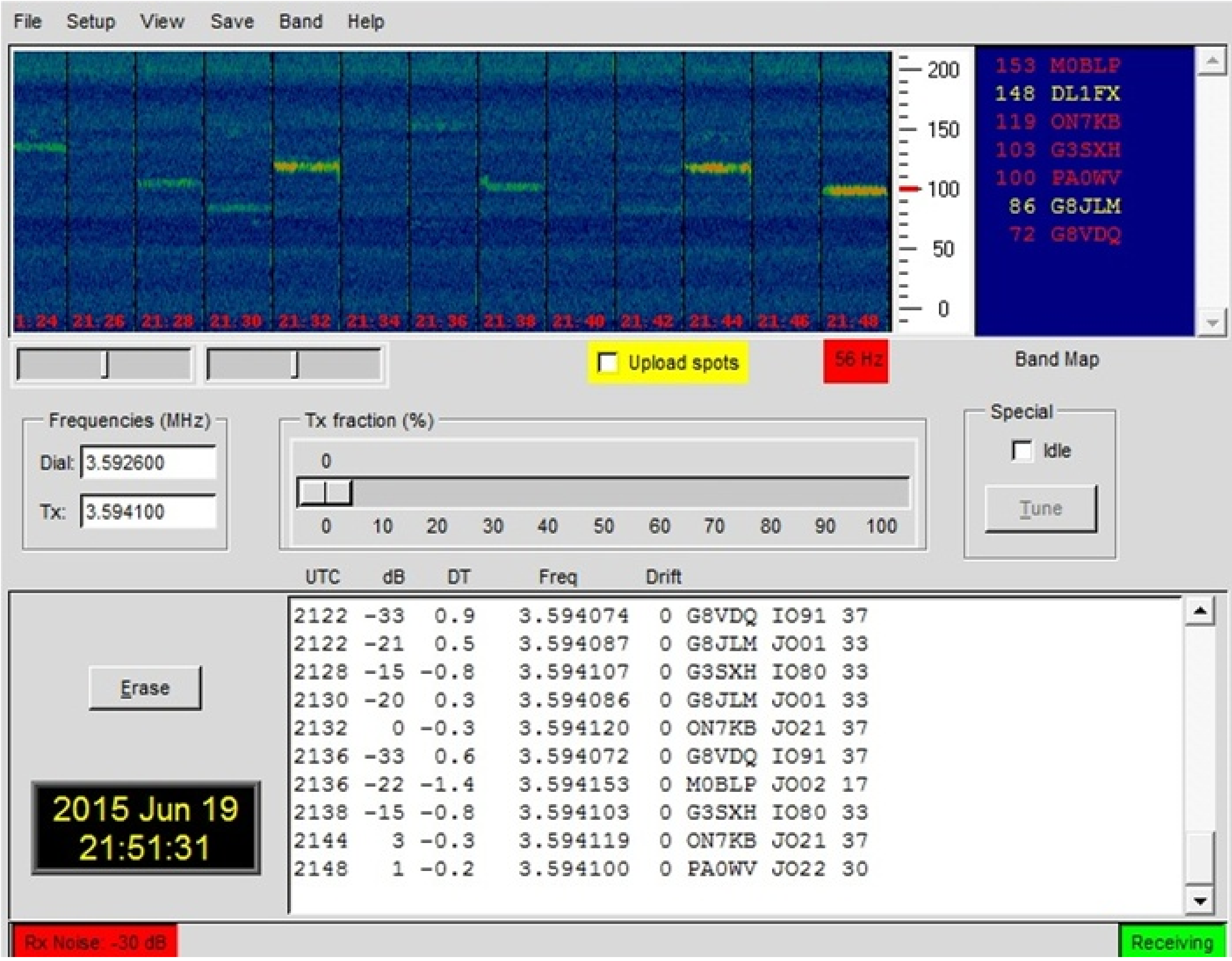
tussen twee bauds (voorlopig) wordt tussengevoegd. Meting daarvan leert dat dat 1 ms is. Dat is weinig gelet op de duur van een signaalelement, maar het telt wel op bij 162 elementen tot 161 ms. Dat kan gecorrigeerd door de baudtijddelay ruim een milliseconde in te korten zodat het gehele signaalframe in de gewenste tijd van 110,6 seconde wordt geproduceerd. De Si570 zijn lading _gedurende_ een baud wijzigen kan ook, omdat freeze de oude frequentie handhaaft, zodat je op het moment suprème van de baudwisseling uitsluitend de tijd voor melt kwijt bent. Ter toelichting: de constructie van de Si570 is zo dat je bij laden van een frequentie, wat byte voor byte gaat tussenresultaten kan krijgen in output-frequentie die sterk afwijken. Om dat te voorkomen heb je freeze commando, dan blijft de Si570 dezelfde frequentie uitzenden gedurende laden van een andere frequentie, totdat je die met het commando melt, de lading in een klap in zijn geheel laat wijzigen. Je kunt dus tijdens een signaalelement de nieuwe frequentie laden en op juistheid door teruglezen controleren, terwijl de Si570 inmiddels de bestaande frequentie handhaaft en dan heb je bij de baudwisseling alleen het commando melt nodig om te wijzigen.

Er is ook een delay-routine nodig die een vertraging levert voor 1,4648 baud en die is met de 25 ms downcounter middels de DCF77 interrupt niet te realiseren, omdat die na initialisatie, na 0 tot 25 ms spreiding de eerste downcntr-verlaging geeft, en voorts omdat de vereiste delay geen geheel veelvoud van 25 ms is.

Het beste lijkt me om de nog ongebruikte 16 bits counter/timer0 ervoor te nemen. Die wordt (alleen) bij aanvang van de delay op een preset-waarde gezet. Hij wordt bij het begin van de delay gestart, en zodra de eindwaarde is bereikt wordt de delay beëindigd. De maximum tijd die de 16 bits teller zo kan overbruggen met een granulariteit (instelbaarheid) van 0,5 micro-seconde is ruim 32 ms. Dat is veel te weinig, maar er kan een geheel aantal maal (zonder preset dus) dat maximale bedrag worden bijgevoegd bij het door de aanvangs-preset willekeurig kleinere beginsegment, zodat de granulariteit 0,5 microseconde blijft voor elke in te stellen vertraging. De constructie wordt dan, dat een vlag geset wordt na elke precies afgepaste baudperiode, die voor het hoofdprogramma aangeeft dat de volgende RFREQ geladen kan worden, De nieuwe volgende RFREQ wordt dan inmiddels berekend en klaar gezet waarna gewacht wordt tot de geresette vlag weer geset wordt door de interruptroutine die werkt op de timer0_overflow. Bij de laatste overflow worden de preset en de herhalingsteller weer ge-initialiseerd en de teller stilgezet. Mond vol, maar sneller geprogrammeerd dan beschreven. Als het hoofdprogramma de ready flag verwerkt, start het hoofdprogramma de timer weer. De enige taak van het hoofdprogramma hierin, is dus bij het aanvangstijdstip van de delay, het resetten van de ready flag en het starten van de timer door het setten van TR0, het timer enable bit.

De baud delay-tijd is getest, door steeds bij het optreden een outputpen van de controller te inverteren, daarop is een frequentieteller aangesloten. De teller meet de periodeduur van de outputblokgolf. De test was nuttig want er was een rekenfout in de delaypreset gemaakt, die vervolgens is gecorrigeerd.

De modulatieroutine is geschreven, die 162 signaalelementen moduleert met de uit het programma analwspr.exe verkregen asssemblerlisting van de 162 code bytes. Dat alles werkt. Vervolgens wordt de zaak alleen aangeroepen als het alarmbit van kloksynchronisatie 0 is, de lokale minuten even zijn en de secondeteller op 1 komt. De 80 meter CW ontvanger staat in de shack strooisignaal op te pikken. Die heb ik zo afgestemd dat de beatnote zweeft met een PC zijn audiooutput die je krijgt uit het wspr programma, als je "tune" aanklikt. En, ja zowaar het werkt. Hij staat wel om te beginnen alleen op 80, dus de schakeldrift treedt niet op. Er zit geen eindtrap aan en geen filter of antenne. Dat aanhouden van dezelfde band is mogelijk de oorzaak van de melding drift=0 maar delay-fout is rond –0.2 seconde (Hij begint



dus zogenaamd te vroeg), vreemd want ik zie en hoor hem precies op tijd beginnen. Een screenshot toont dit eerste resultaat. Er is nu nog geen eindtrap aangesloten het is dus het signaal direct uit de Si570 afkomstig, dat ontvangen wordt.

Nu dus kijken wat de delayfout melding wordt als we het signaal pas starten op de starttijd en geen fluittoon eerder laten horen, en vervolgens bij elke uitzending omschakelen tussen 2 banden en kijken wat hij er dan van bakt op 80 in verband met de verwachte drift. Dat is makkelijk gedaan, door van band te schakelen tussen 40 en 80 op het moment dat de uitzending moet beginnen. Dan zit er wel een ongemoduleerde staart aan het signaal, maar het start op tijd. Resultaat: Hij vindt nog steeds dat het signaal rond een seconde te vroeg begint, en in 30% van de gedetecteerde gevallen is nu de driftmelding -1. Valt dus beslist mee.

Starttijdfout

Die starttijd verschilfoutmelding kan veroorzaakt worden doordat de klok van de PC ernaast staat, die wordt echter gesynchroniseerd door steeds een andere tijd-server, wel veel Amerikaanse, dus wellicht speelt de delay in Internet een rol die onvoldoende verdisconteerd wordt. Is niet zo, de klok, gesynchroniseerd door dimension4 loopt gelijk met DCF77. Het frame begint op tijd, en het eerste baud bevat ook het eerste bit van de gepubliceerde synchronisatievector.

Geheel te verklaren is het verschil van rond de 0,2 seconde hiermede niet. De staart van het signaal na 162 bits kan ook verwijderd worden, door de frequentie te wijzigen. De volgende

paragraaf duidt dat we die getallen beter niet zo serieus nemen. Deze proefjes zijn genomen toen de Si570 nog niet afgeschakeld kon worden door het ontbrekende OE stuurdraadje. Dat is in een later stadium aangebracht, maar dat geeft dezelfde resultaten.

Verbeteringen en testen

1. De frequentie van het eerste signaalelement is al berekend en geladen voor het frame begint. Tijdens uitzending van elk signaalelement, wordt de volgende frequentie berekend en geladen in de Si570, eventueel herhaald als er daarbij een fout optreedt, dat kost dan geen extra tijd, omdat de baudtijd hetzelfde blijft. Toen dat gebeurd was werkte de zaak niet meer, na wat gezoek bleek het frame 0,8 s korter te zijn, en dat is blijkbaar desastreus. Begin van frame mag wel schuiven over een paar seconde, maar de frameduur moet correct zijn. Dat is verholpen door de baudtijd te corrigeren tot nauwkeurig de voorgeschreven tijd. Voordeel is dat eventuele herhalingen van laden geen invloed hebben op de framelengte. Een en ander is mogelijk door het freezeM commando, dat het geladen woord niet latched aan de PLL, totdat het bit wordt weggehaald met een meltM commando. Dat bit is in de oudere specsheets, uit de periode dat ik de chip kocht, niet gespecificeerd, maar dat na testen bij mijn oude exemplaar wel aanwezig bleek. Het standaard freeze commando, dat volgens de specsheet de VFO vasthoudt, laat wel de frequentie shiften bij een nieuwe lading zonder het melt commando. Dat is experimenteel bepaald op de wijze in het volgende punt aangegeven.

2. Bij de zoektocht naar de oorzaak van het weigeren, is de shift 256 maal vergroot en de baudlengte tot 5 seconde opgerekt, daardoor kon vastgesteld worden met een frequentieteller dat de shift 375 Hz was, wat bij deling door 256 inderdaad precies de vereiste 1,4648 Hz oplevert. De afzonderlijke data-elementen klopten qua shift ook.

Verdere waarnemingen

Door een kort draadje als zendantenne komt niet alleen mijn eigen signaal binnen maar ook andere wspr stations. drie dingen vallen op:

1. Een zelfde station wordt door een aantal lieden ontvangen met allemaal een verschillende frequentieopgave in de centrale database. Hun ontvangers staan dus naast de nominale afstemming. De in de database opgenomen getallen zijn dus qua frequentie ook niet betrouwbaar. Jappenbakken zijn blijkbaar door de operators niet nauwkeurig genoeg afstembaar. Dat blijkt ook uit gedetecteerde pogingen van wspr zenders die buiten de aangewezen band uitzenden.

3. Mijn PC ligt via een koptelefoon-microfoon aan de luidspreker van de ontvanger. Het blijkt dat ik vooral bij wat meer luidsprekervolume ontvangen word door mijn PC op twee frequenties gelijktijdig die precies 100 Hz uitelkaar liggen. Dat duidt op meegemoduleerde zijbanden op 100 Hz afstand. Vermoedelijk wordt brom van de ontvanger in de luidspreker mechanisch gemoduleerd op de wsprtonen, het kan ook zijn dat de 100 Hz door dopplereffect frequentiemodulatie met 100 Hz geeft, wat het verschijnsel ook kan verklaren.

4. Als ik dubbel ontvangen word is het onlogisch dat wspr bij de ene signaal meldt dat er 1 Hz drift is en bij het andere 0 Hz. (Drift wordt opgegeven in veelvouden van 0,1 Hz) Tevens onlogisch dat de begintijden van het signaal verschillend beoordeeld worden. Een indicatie om die signaleringen niet al te serieus te nemen.

5. Als experiment (experimemteel radioonderzoek) 10 achtereenvolgende bits uit mijn signaal (bit 91 t/m 100) fout gemoduleerd (3 minus de correcte waarde, dus geen van die tien correct) Resultaat: Geen ontvangstdecodering, dan maar 5 bits de fout insturen van 91 t/m 95:

geen ontvangst. Vervolgens 3 bits de fout in 91 t/m 93 dat werkt wel, en als laatste experiment 4 bits fout gaat ook nog goed. Valt toch tegen: je hebt 50 bits foutloos te transporteren je doet er tot 162 bits totaal redundancy bij waardoor de foutkans al verdrievoudigt, en als je dan 4 bits achterelkaar fout hebt kan hij dat zowaar nog net corrigeren. Bij 5 stuks laat hij verstek gaan.

5 vlagbits, en afgehandeld gedurende de int5 interruptafhandeling voor DCF77, de lokale klok en de 25 ms delayteller, die altijd 40 keer per seconde even wordt doorlopen. Bij elke doorgang wordt gekeken of er Morseoutput gevraagd wordt (morsevlag staat), zo ja dan zijn er 4 vlaggen voor dot, dash, letterspatie en woordspatie. Zie de flow chart in fig 15.

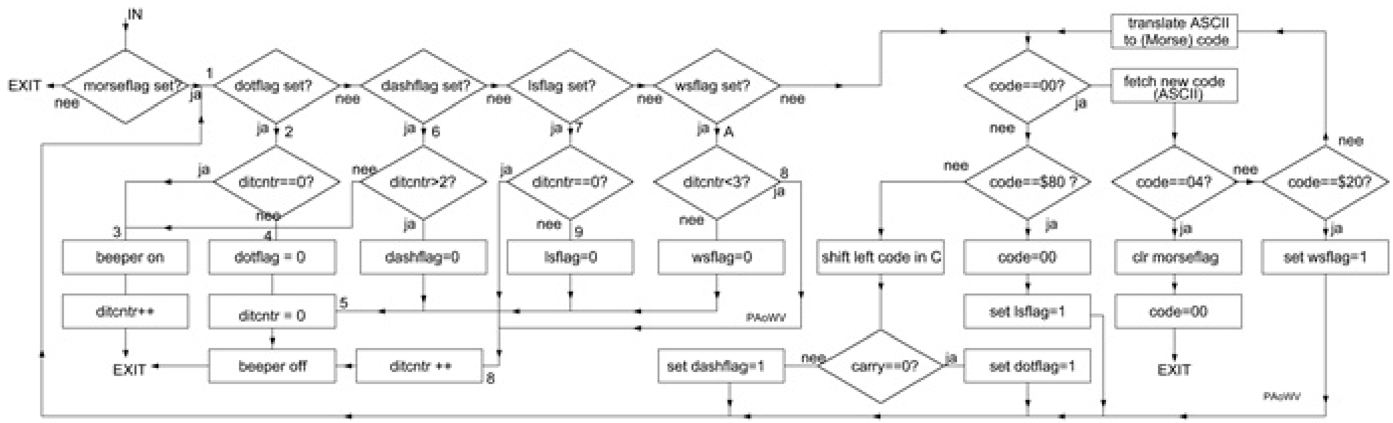


fig 15 Uitgewerkt Morse blokje van de Int5 flowchart in fig 4

Morse code

We hebben alleen maar 3 LED's beschikbaar om essentiële informatie over signaal van DCF77, kalibratietoestand, en synchronisatie van de klok aan te geven.

Nu blijkt dat de Si570 wel eens fouten in de I^2C procedures vertoont, het commando wordt dan herhaald, zoals het protocol voorschrijft, maar als de fout op blijft treden dan hangt de zaak en je weet niet hoe of wat. Met een LCDisplay kun je die fouten aangeven, maar er is geen debuggingdisplay meer als het apparaat uitontwikkeld is.

Dit apparaat is ontwikkeld voor (echte) zendamateurs met gebruik op de HF banden, dus ligt het voor de hand (fout)berichten dan met Morse via een audiopieper te laten horen.

De Morsecode wordt gemaakt met een setje van

Als zo'n vlag staat, wordt het element gemaakt met de bijbehorende interkarakterspatie van 1 dit. Letterspatie kost dus 2 dits extra pauze, en woordspatie daarbovenop nog eens 4 dits. Bij elke int5 doorgang, 40 keer per seconde dus, wordt gekeken of er actie nodig is, door naar de vlaggen te kijken, hun waarde te wijzigen en een outputpen van de processor P3.2 laag of hoog te maken, daar hangt een beeper aan, met de andere zijde aan plus via een weerstand. Die piept dus als P3.2 laag is en is stil als die hoog is. Je moet dus een pieper hebben die piept als er gelijkspanning op gezet wordt.

De morsecode van een letter wordt gecodeerd met een byte per karakter. Dat karakter bevat vanaf het msbit gerekend 0 voor een dot en 1 voor een dash. Karakters verschillen van lengte en daarom is er tevens een sluit-een, de laatste een is dus geen dash maar teken voor karakter afgelopen. Voorbeeld 00011000 is van links naar rechts lezend een V, (niet een 3 dus) en 10001000 is een B.

De snelheid van de code bij 40 dits/s is 48 wpm. Weinig amateurs kunnen die snelheid op het gehoor nemen en daarom wordt om de andere interrupt gebruikt voor de morseafhandeling, de snelheid halveert dan tot 24 wpm. Voor mensen die veel met telegrafie A1A werken geen enkel probleem, maar voor de fone jongens, die met een Jappenbak 27 MHz bakkenist spelen, en die 12 wpm geëxamineerd zijn, is er de mogelijkheid tot 12 wpm te zakken door slechts een op 4 interrupts de morsetoestand te laten bepalen. Default staat de zaak op 24 wpm, als je pen P3.1 van de processor met massa verbindt, ga je naar 12 wpm. De foutberichten staan als ASCII in het programmageheugen opgenomen, en ze eindigen met hex 04. Dat is een ASCII control- teken EOT dat end of transmission betekent. De tweede indexpointer van de controller wordt gebruikt vanuit de interruptroutine om een letter aan te wijzen. Is het lopende karakterelement klaar, dan wordt het volgende element (dot of dash) naar links uitgeschoven uit het codewoord. Die zet alleen de betreffende vlag en eventueel de pieper aan/uit, zoals de flowchart in fig 15 toont. Blijkt in het codewoord $80 te staan dan is dat de sluiteen en wordt de letterspacevlag geset, Er moet dan bij de volgende interrupt een nieuwe letter worden opgehaald middels de genoemde tweede indexpointer, dat gebeurt als ASCII uit het foutbericht, en die ASCII letter wordt met een vertaaltabel omgezet in de code van de betreffende letter en in het codebyte gezet voor elementsgewijze uitzending. Is de code leeggeschoven dan wordt een nieuw karakter opgehaald vertaald en in het byte gezet. Een ASCII (woord)spatie wordt speciaal behandeld, door de wsflag te setten, die 4 dits extra spatie genereert. Wordt door de indexpointer het laatste byte 04 van het bericht gevonden door de tweede indexpointer, dan wordt de morseflag gereset en stopt de uitzending dus. Hoofdprogramma hoeft alleen maar de tweede indexpointer op het berichtadres te zetten, alsmede de morsevlag te setten. Dat betekent dat een nieuwe foutmelding een nog lopende oudere kan afbreken en overrulen. Dat is weer te voorkomen in het programma, voor het geval dat gewenst is, door te wachten tot de morsevlag laag is. Dat opent dan ook de mogelijkheid in geval van een fatal error om een bericht steeds te herhalen. Zonder die vlag zou je dan uitsluitend de eerste letter of een deel ervan bij voortduring herhaald krijgen.

De pieper trekt 15 mA op 5 Volt. Een serieweerstand van 68 ohm houdt hem nog aan de praat, en beperkt de stroom wat, een portpen mag maximaal 10 mA sinken als zijn buren zich kalm houden, dus het opnemen van een transistor voor de sturing van de beeper is niet onverstandig. Ik heb gemeten met een serieweerstand van 68 ohm op 40 dits (20 Hz symmetrische blokgolf) uit de controller pin P3.3, dan loopt er 4,5 mA gemiddeld. Zou dus net kunnen.

Mijn gehoor is blijkens testjes met het toenemen der jaren beperkt tot een bovengrens van ongeveer 3300 Hz, toch hoor ik de pieper goed. Met Audacity, een gratis op Internet beschikbaar audioprogramma, kun je als een van de vele mogelijkheden van het audiosignaal een spectrumanalyse maken. Daarbij blijkt dat de door mij gehoorde toon 2500 Hz is, hij heeft echter de sterkste component op 5000 Hz. Er staat een symmetrische blok op, maar de mark space-verhouding van het geluid is geringer 21,5 ms mark en 28,5 ms space. Afwijkingen in de timing van het morsegeluid halveren bij halvering van de snelheid en spelen bij dashes ook een drie maal geringere rol, maar de pieper blijkt dus geen perfecte transducer. Het signaal is echter prima te nemen.

Audacity is ook gebruikt ter controle van de dot, dash, en spatietijden met een testzin op 24 wpm. Dat programmeren blijkt in een keer goed te zijn gegaan.

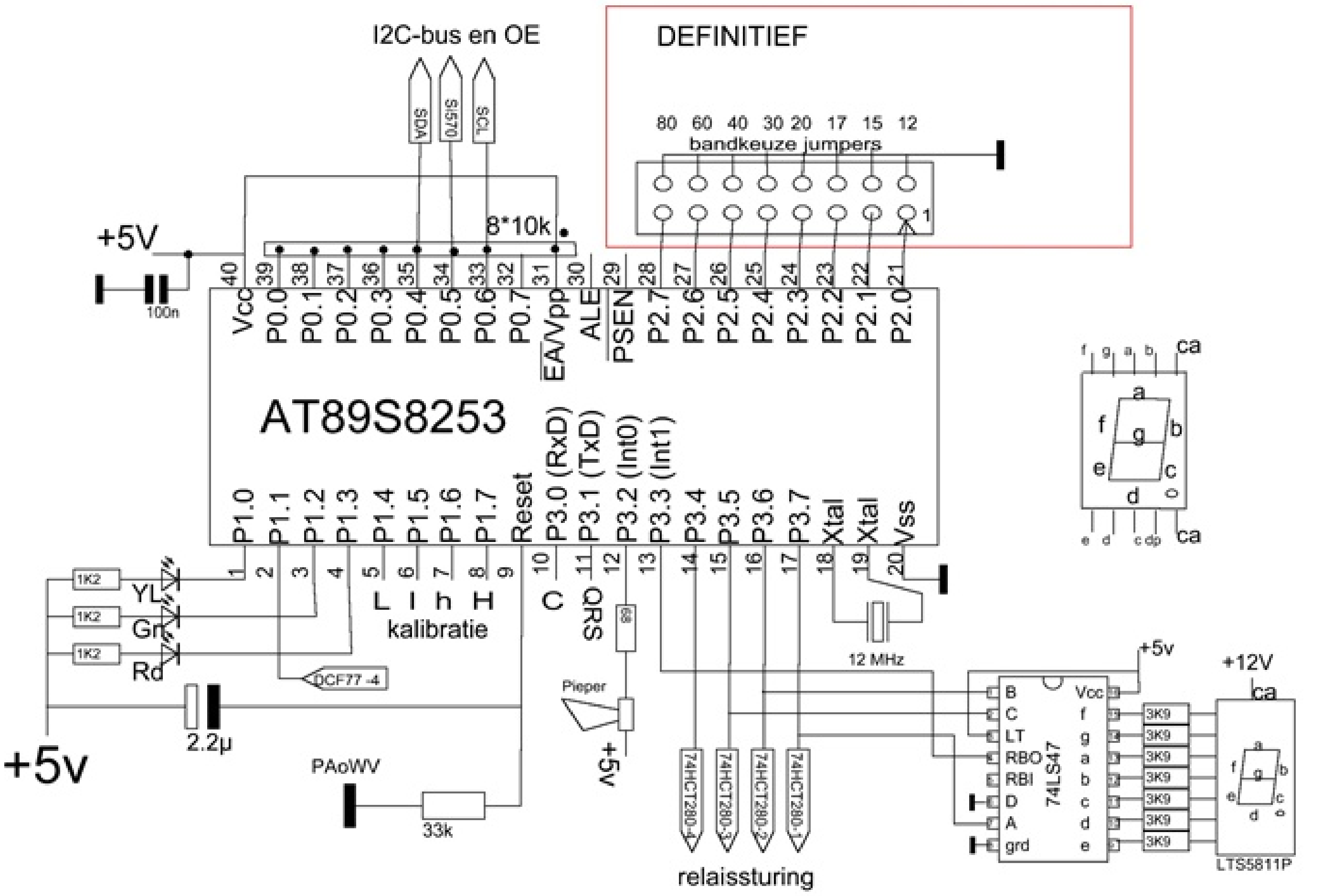


fig. 3b de definitieve processorschakeling

Band Display

Nu de Morsecode geïmplementeerd is kan de LCDisplay worden verwijderd, omdat de Morse-code ook een gelegenheid geeft te horen wat er gebeurt als er iets niet naar behoren werkt en ter controle, als dat zo geprogrammeerd wordt.

Ik merk dat het gewenst is en altijd zal zijn, te weten op welke band de zaak aan het zenden is. Dat kan door een 7 segment display te monteren met een BCD to 7 segment decoder 74LS47 opgediept uit de junkbox en daarin gekomen na een lezing, tezamen met andere IC's en condensatoren waarmee ik nu de filters kon maken, als blijk van waardering na een lezing in Oost Nederland bij de club van PAoBAT, die komen dus nu goed van pas. LEDdisplay is een LTS 5811 P, 'n keer gekocht bij Baco IJmuiden, die blijkt common anode te zijn, de aansluitingen staan in het definitieve schema van de controller, uitgezocht met het Ohmdeel van een analoge AVO meter.

Hij is rood, ik had liever een groene gebruikt afkomstig van een defecte CV ketel van een zwager, maar die kan ik niet terugvinden. Dat kleurtje heeft niets te maken met politieke voorkeur, maar alles met het feit dat rood al in gebruik is voor de alarmLED. De bedoeling is dat 0 t/m 7 worden gebruikt als hij zendt in betreffende banden die zo genummerd zijn van 12m t/m 80 m; en blank als er niet gezonden wordt, dus tussen de uitzendingen in. De maximale spanning op de open collector uitgangen is 15 V, dus die voed ik uit de 12 V stabilisator op de common anode en de aansluitingen a t/m g van de afzonderlijke cijfersegmenten kunnen elk via een weerstand naar de open collector uitgangen van een 74LS47, Uit een proefje met een segment blijkt

dat de lichtopbrengst snel toeneemt bij opvoeren van de stroom tot er 1,8 volt over een segment staat bij een stroom van 2,7 mA en dat de lichtopbrengst en de spanning over het segment niet merkbaar toenemen als ik de stroom drie maal zo groot maak. Daaruit volgt dus dat ik bij 12 V voedingsspanning de segmentweerstanden 3k 8 moet maken.

Sequencer

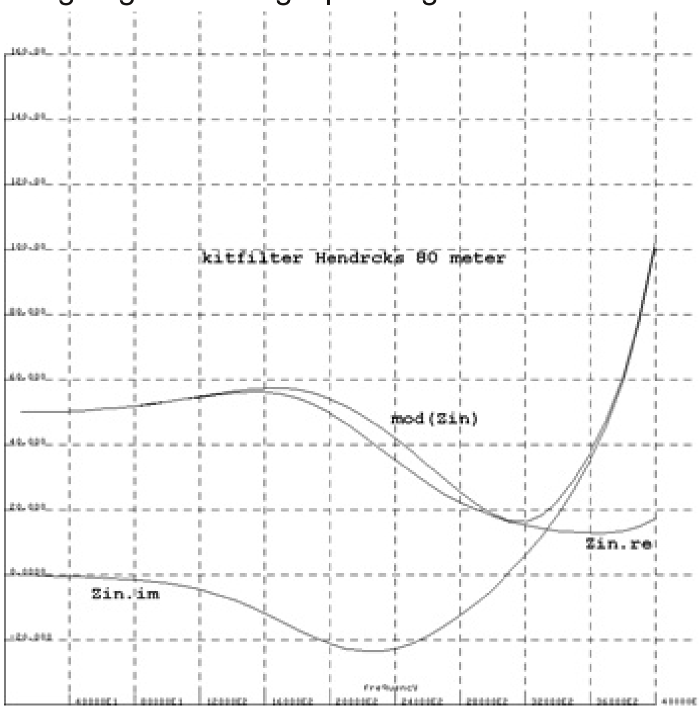
Het is niet de bedoeling dat de filterrelais schakelen terwijl er (nog)stroom door loopt. Daar is in het programma rekening mee gehouden. 200 ms na afloop van een frame schakelen de relais naar de volgende band en wordt de Si570 geladen met de nieuwe frequentie van het volgende frame. De acclimatisatie aan de nieuwe dissipatie van de chip met disabled output, wordt daarmee gemaximaliseerd tot 10 s.

Voorts is het zo dat er een nieuw DCF frame gereed komt tijdens uitzending van een WSPR-frame omdat dat laatste ruim 110 seconde duurt. De vlag staat dan, maar het frame is inmiddels door gedeeltelijke overschrijving ongeldig geworden. Dat is aanvankelijk ondervangen door een geset DCF frameready flag na afloop van een wspr frame te resetten. Is goed, want 10 seconde later wordt bij een inmiddels ontvangen frame de vlag weer geset. later is dat gewijzigd door op DCF te checken gedurende de delaytijd van elk baud. Die is immers, zoals gemeten, aanzienlijk langer dan de check en verwerkingstijd van een DCF-frame, dus dat kan probleemloos. Ook is er een watch dog timer actief die bij elke lading van de Si570 wordt geactiveerd, en die na 60 ms de processor reset als hij niet tijdig wordt afgezet. Gebeurt dat dan seint de beeper "Hello World". Dat gebeurt dus bij inschakelen van het apparaat een maal, en vervolgens als een foute instelling van de Si570 niet binnen 60 ms gecorrigeerd kan worden.

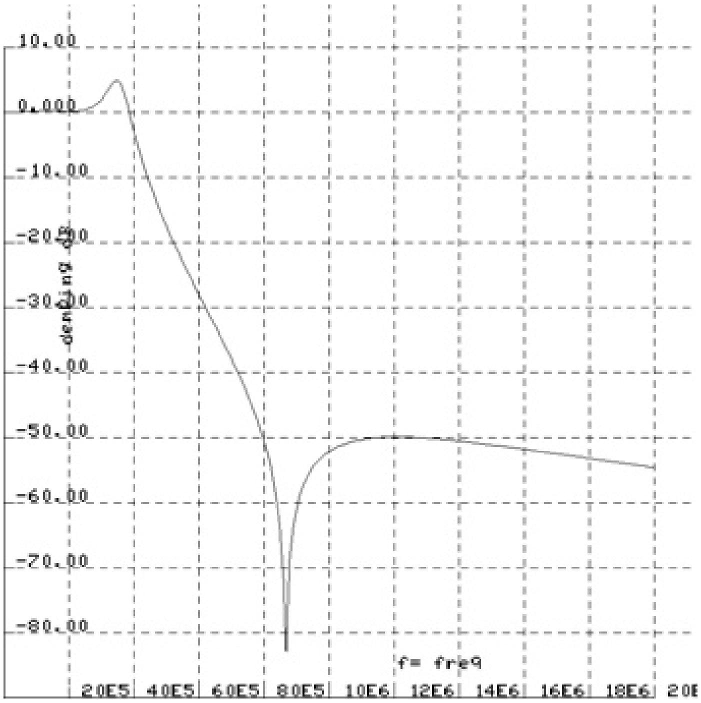
Bij de frequentiewijzigingen tijdens de uitzending treden fouten vrijwel uitsluitend op bij de hogere banden, en dan ook gelijk veelvuldig; dat kan duiden op HF terugwerking. Voor goede foutdetectie zijn de foutberichten ingekort tot een cijfer. De cijfers 1 t/m 5 voor mislukte stappen van de bandfrequentie laden (de Si570 is dan altijd output disabled) en de cijfers 6 t/m 9 voor mislukte stappen van de wijzigingen tijdens modulatie. Er zijn dan uitsluitend modulatiefouten. Die zijn weer compleet afwezig als ik tijdens laden de output disable. Dat geeft echter tikken tijdens de uitzending bij de baudovergangen en een ongewenst grote parasitaire bandbreedte, dat is dus geen oplossing maar het toont wel terugwerking aan. Het gros van de fouten zijn verify fouten, maar ook freeze, laad- en melt-alarmeringen komen voor, blijkens de morsecodes 6, 7, 8 en 9.

De filters

Het filter heeft tot taak de tweede en derde harmonische te verzwakken, van de blokgolf die de Si570 afgeeft, en de impedantie die de eindtorren zien te wijzigen naar ongeveer 12 Ohm, althans de impedantie die nodig is om 5 Watt hoogfrequent erin te produceren bij de aangelegde voedingsspanning van 12 V.

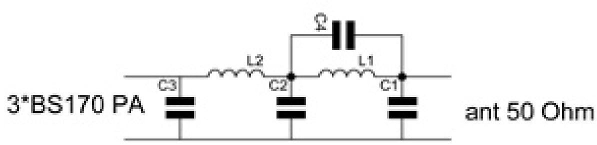


Om de geplande P van 5 Watt af te geven, moet bij een voedingsspanning van V Volt de drain-impedantie bij benadering $V^2/2P$ zijn. Bij 12 Volt voedingsspanning (Hendricks kit) is dat 14,4 Ohm.



Gaan we testen tijdens ontwikkeling met een 50 Ohm inductie-arme weerstand van de vlooienmarkt, dan wordt daarin bij 12 V voedingsspanning zonder tussengeschakeld filter 1,44 Watt geproduceerd, nuttig om te weten, want dan hoeven we hem niet te koelen.

Het maakt verschil of we de weerstand in de drain opnemen of daar een smoorspoel zetten. Dat staat verderop in dit artikel uitgezocht en dat heb ik van het experimenteren en analyseren inmiddels geleerd, conform de bedoeling van de amateurdienst van de ITU.



	C1	L1	C4	C2	L2	C3
80	680 pF	29T	100 pF	1500 pF	24T	680 pF
40	330	20	68	680	18	330
30	220	17	47	560	13	220
20	150	16	22	330	13	150
17	47	16	15	220	13	100
15	47	14	15	220	11	100
12						
10						

Red
Yel

kernen T37-2 (rood) vanaf 20m geel
Rood AL=40 uH/100w en geel AL=30
Hendricks impedantie transformerende kit filters

Hendricks kits heeft filters die, gerealiseerd met nominale waarde van de onderdelen, die 50 Ohm antennebelasting transformeren naar die lagere waarde die 5 Watt opneemt figuur hieronder geeft het impedantieverloop aan en toont de lagere impedantie op de ingang bij afsluiting met 50 Ohm.

De tekening op de vorige bladzijde toont de grafiek van het 80 m filter dat de eerder gerefereerde Hendricks QRP-kits in de zender heeft zitten voor de hier aanvankelijk geplande eindtrap. Van de spoelen wordt alleen het windingaantal opgegeven en de kernsoort, aan de hand van die getallen is de bijbehorende nominale zelfinductie berekend, door de bij die kern behorende AL op te zoeken. Dat is het getal dat volgens de fabrikantgegevens de zelfinductie per 100 windingen opgeeft in uH, daaruit zou je de zelfinductie voor andere windingaantallen kunnen berekenen, en dat is blijkbaar ook de bedoeling, als de koppelfactor tussen de windingen 1 is. Dat is hij overigens niet.

Van dat filter is een grafiek gemaakt, zoals getoond hiernaast. De grafiek geeft de demping aan die optreedt tussen een 50 Ohm weerstand die direct op de signaalbron is aangesloten, en na tussenschakeling van dit filter. De zogenaamde tussenschakeldemping dus.

Het type is laagdoorlatend filter, wat ook blijkt uit de grafiek. Er zit een pool veroorzaakt door de parallelresonantie van L1 en C3, die idealiter op de derde harmonische ligt, omdat de tweede bij bijna symmetrische blokgolven al aardig onderdrukt is. Die pool zit er behoorlijk naast en is met vaste condensatoren en spoelen die beide aan tolerantie onderhevig zijn, niet op de gewenste plaats te verwachten.

Nu hoef je niet voor elke band een apart filter te gebruiken, In principe kun je met 3 laagdoorlaatfilters voor de harmonischenonderdrukking volstaan tot 30 MHz. Echter je zit met de vereiste impedantietransformatie van 50 naar pakweg 15 Ohm, of in ieder geval een impedantie die bij de gebruikte voedingsspan-

ning 5 Watt op de zendfrequentie opneemt.

De tussenschakeldemping van het Hendricks kitfilter heeft een negatieve dempingsbobbel. Hoe kan de tussenschakeldemping van een passief filter negatief zijn dacht ik in eerste instantie na het bekijken van de grafiek, maar dat komt bij nader inzien omdat de bron zonder inwendige weerstand meer afgeeft als de aangeboden weerstand omlaaggetransformeerd is.

Nu zie je:

- dat het filter met die ringkernen niet afregelbaar is
- dat de pool niet op de derde harmonische ligt van de dempingsbobbel (maakt overigens niet uit als de derde maar 40 dBc gedempt wordt).
- dat het punt van transformatie naar een reële lage weerstand tamelijk scherp is. Uiteraard nooit te scherp voor een 200 Hz wspr bandje, maar als hij ernaast zit krijg je hem er niet in en is de belasting van je eindtrap reactief, waar die soms slecht tegen kan - hoewel ik las dat MOSFETS daar in tegenstelling tot bipolaire torren geen problemen mee hebben - en tevens te hoog zodat je geen voldoende vermogen erin kwijt kunt.

Die transformatie-eigenschap maakt de werking van het filter smalbandig, zoals je van een antennetuner, die ook transformeert, gewend bent, dus moet je bij dit ontwerp voor elke band een apart filter maken.

Een en ander bevalt me niet. Daarom denk ik het anders op te lossen namelijk met een breedband trafootje op een rode Amidon ringkern, van 1 op 4 impedantieverhouding (wikkelverhouding 1:2). Als je dat afsluit met 50 Ohm zie je aan de ingang 12,5 Ohm, breedbandig.

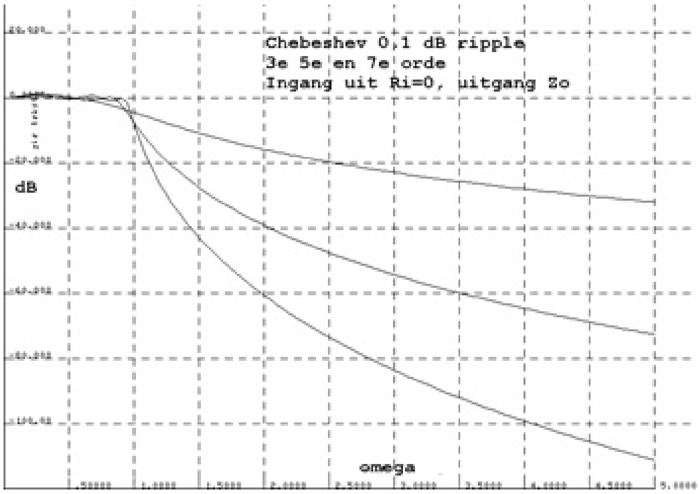
Bij een andere voedingsspanning lever je evenwel bij een andere aangeboden impedantie 5 Watt. Het is natuurlijk helemaal niet nodig van 12 volt uit te gaan zoals een QRP zender die ook op een loodaccu moet kunnen werken. Als je op een vlooienmarkt een trafootje op de kop hebt getikt dat belast een wat hogere spanning afgeeft; dat extra vermogen kun je beter de antenne inpompen dan in een heatsink van een 12 V spanningsregulator, dacht ik. Echter de drain, die zeker de dubbele waarde van de voedingsspanning te verduren krijgt moet die spanning wel kunnen weerstaan.

Vervolgens komt er dan na een breedbandtrafo een eenvoudig laagdoorlatend filtertje dat 50 Ohm in en 50 Ohm uit is. Er is altijd nog te experimenteren als de onderdrukking van de derde harmonische van de blokgolf, die al 9 dB down is t.o.v. de grondgolf naar 40 dBc - dus 31 dB te leveren door het filtertje - onvoldoende is. Je hebt altijd speling, want er zit nog een antennetuner L en C achter, en het gaat erom wat er in de ether belandt, want aan je spectrum in de ether wordt de eis van 40 dBc onderdrukking van nevenfrequenties gesteld, niet aan de ingang of uitgang van je tunertje. Door in plaats van een Chebyshev filter uit te gaan van een Cauer filter, is de verweg-demping minder, dat is nu eenmaal de Wet van Behoud van Ellende, maar heb je wel een pool beschikbaar om de derde harmonische te behandelen, zo ongeveer als Wilders dat de Marokkanen zegt te willen doen, maar hier knapt een pool dat gewenste karwei dan juist op. Cauerfilter ga ik niet aan beginnen want ringkernen zijn nauwelijks af te regelen door het anders verspreiden van windingen over de ring, en we zitten aan grove toleranties vast van condensatoren en kernmateriaal die bovendien op handelswaarden respectievelijk een geheel aantal windingen worden afgerond.

Filterontwerp

We schakelen met een MOSFET de spanning aan en uit. Dat heeft een hoog rendement omdat de aanweerstand van de MOSFET laag is. Je krijgt dan een blokgolf die schakelt tussen twee maal voedingsspanning en massa, als je via een smoorspoel de drain van spanning voorziet. De impedantie die je aanbiedt tussen de drain en de voeding bepaalt het opgewekte vermogen, zoals je op 50 Hz bij het lichtnet gewend bent als je daar een verbruiker op aansluit. Die bron is

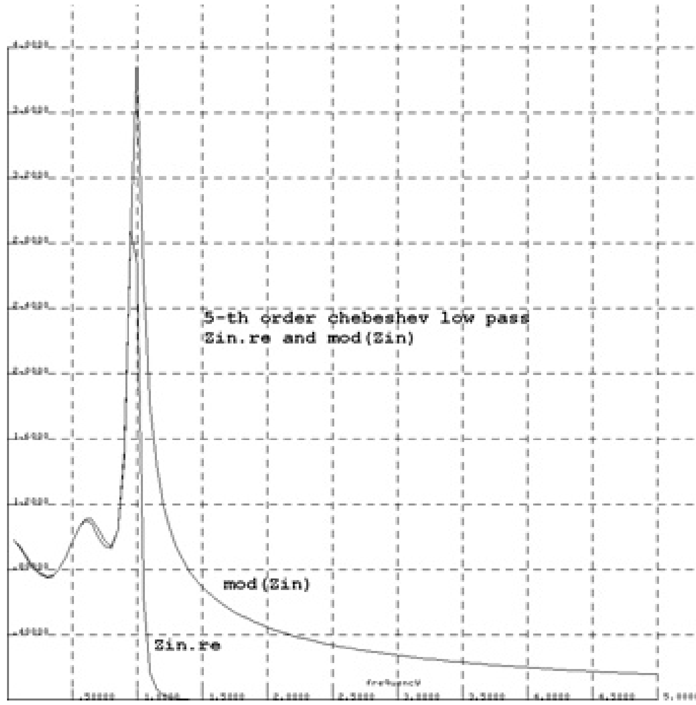
laagohmig, want de kortsluitstroom is destructief hoog.



Maak je een filter van verliesvrije elementen dan wordt de dempingskarakteristiek gerealiseerd door de afsluitweerstanden aan in- en uitgang, omdat die bij verliesvrije condensatoren en spoelen de enige reden kunnen vormen voor het reële deel van de op een ellips in het linkerhalfvlak liggende dempingspolen. Het beste is dus uit te gaan van een filter dat aan de ingang 0 Ohm bronimpedantie verwacht en aan de uitgang 50 Ohm wil zien, want dan wordt de lage bronimpedantie niet bepalend voor het dempingverloop. Doe je dat niet dan is dus de sourceimpedantie niet correct waardoor het filter qua demping af zal wijken van het theoretische filterontwerp. In ieder geval is de impedantie die een dergelijk filter dat gelijke ingangs- en afsluitimpedantie verwacht als je het primair op een spanningsbron aansluit met Ri=0 wel te berekenen evenals de dempingskarakteristiek in dat geval. Dat is gedaan, en daaruit kun je in de grafiek hiernaast zien dat dicht bij de grensfrequentie de ingangsimpedantie piekt.

Daar moeten we dus een stukje van verwijderd blijven. Voordeel van deze aanpak is dat de onderdelen qua waarde symmetrisch zijn, je kunt dus in en uitgang verwisselen.

Je kunt uitgaan van een soort halffabrikaat, dat wil zeggen dat je niet een vijfde orde Chebyshev polynoom neemt (want dat hebben we met reserve en nabouwtoleranties wel nodig om de vereiste 40 dBc ongewenste hf uitstraling te



bereiken zoals de grafiek hierboven toont, en daarvan de polen (nulpunten van de noemer) bepaalt, en daar weer componenten uit; maar direct van de componentwaarden uitgaat die gepubliceerd zijn voor een filter met afsluitweerstanden 1 Ohm, grensfrequentie 1 rad/s, bijvoorbeeld in Filter Design van Steve Winder ISBN 0-7506-2814-6. Voor de doorlaatbandripple heb ik 0,1 dB gekozen.

Dat filter heb ik berekend door het op een bron met Ri=0 aan te sluiten en af te sluiten met de correcte afsluitweerstand van 1 Ohm.

Grafieken voor orde 3, 5 en 7 zijn getekend. Orde 5 volstaat wel. De tweede harmonische van het signaal is voor een symmetrische blok zelfs afwezig en de derde harmonische is van nature al 9 dB zwakker dan de carrier, dat is de cadeaufactor, om 40 dBc te halen, wat in de registratievoorwaarden staat. Je filter moet dus minimaal 31 dB dempen op de derde harmonische van het zendsignaal; dat is al aan de ruime kant want de antennetuner dempt ook nog eens. Je antenne zou ik wat dat betreft niet op vertrouwen, korte multibandantennes willen op de derde harmonische wellicht beter stralen dan op de aangeboden zendfrequentie.

Dat doet me denken aan mijn eerste zender in

1956 die ik met mijn tuning uit de dip trok op 80m, maar 3 straten verder een zwak signaal gaf bij PAoBZ. Bleek mij achteraf dat mijn eindtrap dipte op de tweede harmonische van de VFO.

Je kunt dan alle componenten voor 50 Ohm afsluiting in plaats van 1 Ohm vinden, door alle impedanties van het filter te vermenigvuldigen met 50, wat betekent dat de spoelen 50 maal zo groot en de condensatoren 50 maal zo klein worden. Toch nuttige kennis die op dat zendexamen vereist wordt.

Vervolgens wil je niet 1 radiaal/s als grens-frequentie maar bijvoorbeeld f Hz. De grensfrequentie wordt dus 2*π*f hoger dan 1 radiaal/s en dat krijg je voor elkaar door alle impedanties met die waarde 2.π.f te verhogen. Zowel de waarde van de spoelen als van de condensatoren dus door 2.π.f te delen.

Op die wijze kun je makkelijk met een zakjapanner, voor het geval je een rekenliniaal wat ouderwets vindt, alle filtercomponenten voor de diverse banden uitrekenen.

Een bruikbaar Chebyshev filter heb ik doorgerekend, door de dempingsgrafiek te bepalen als het uit een spanningsbron wordt aangestuurd, en de ingangsimpedantie die dus aan de eindtrap wordt aangeboden heb ik berekend. Dicht bij de grensfrequentie loopt die steil omhoog tot 5 maal de nominale waarde, dus de zendfrequentie daar wat weghouden.

Vijfde orde Chebyshev filter

Als we een dempingvariatie in de doorlaat van 0,1 dB toelaten in het theoretische ontwerp, komen we bij de noodzakelijke vijfde orde (3 C's naar aarde en twee spoelen in de langsrichting) uit op (C's in farad en spoelen in henry).

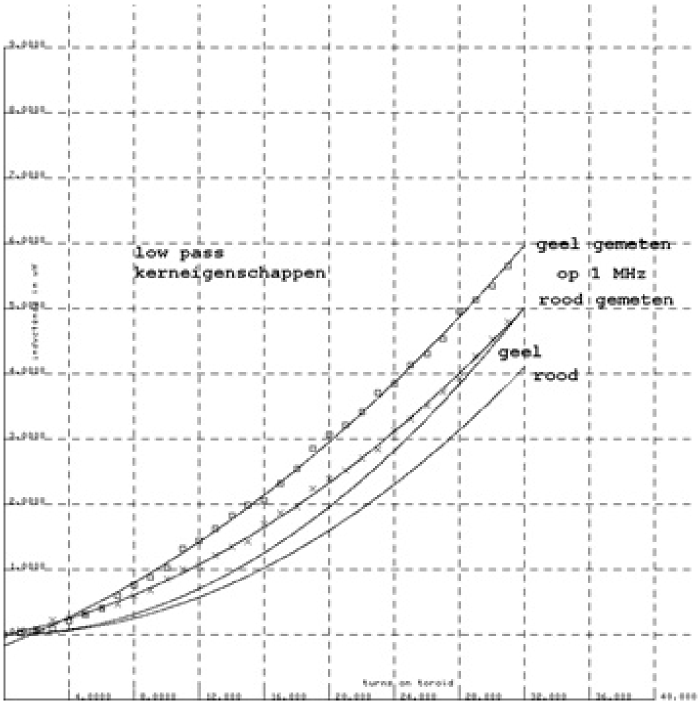
De genormaliseerde waarden (1 rad/s 1 ohm) voor de 5e orde Chebyshev (2 spoelen 3 condensatoren, C's in farad, L in henry) zijn

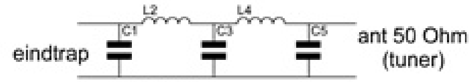
C1=1,30134
L2=1,55594
C3=2,24110
L4=1,55594
C5=1,30134

Het filter is symmetrisch dus L4=L2 en C5=C1. Als spoelen gebruiken we dan ringkerntjes, daarbij komt de vraag hoe groot de kern moet zijn. Dat hangt af van de spanning over de spoel die de magnetische inductie B bepaalt, en die wordt door Amidon opgegeven voor het rode en gele materiaal. Op de DVDRA heb ik daartoe een handje rode en gele kerntjes gekocht 13 mm diameter, 7,5 mm gatdiameter en 5mm hoog, dat zou dan T50-2 (rood) moeten zijn en T50-6 (geel) volgens de Amidon website, rood bruikbaar van 1 tot 30 MHz met AL 49 uH/100 windingen; geel 2-50 MHz met AL 40 uH/100 wdg. Omdat we willen dat de zaak op de derde harmonische dempt, kun je beter niet tot 30 MHz wachten alvorens op geel over te gaan, dat gebeurt vanaf 14 MHz.

Die kerntjes heb ik bewikkeld met 30 windingen, de zelfinductie gemeten met de YALC (op 1 MHz, niet gezegd dat die op de gebruikte frequentie dat dan ook is) . Steeds een winding eraf, en weer meten, zo kan ik de metingen in een grafiek zetten. Formeel is het een parabool. Ik heb twee parabolen geplot voor rood en geel, die de zelfinductie als functie van het aantal windingen aangeeft volgens de AL van de fabrikant en de werkelijke metingen van de zelfinductie op 1 MHz geplot. (figuur op de volgende bladzijde) Door die geplotte metingen heb ik weer een parabool geplot die berekend is met Legendre least square benadering. Dat wil zeggen dat de som van de gekwadrateerde verschillen van de berekende grafiek met de gemeten punten minimaal is. Het valt op dat de door mij gemeten zelfinductie hoger is dan de door de fabrikant opgegeven waarde.

Omdat op (minder dan) 1 MHz is gemeten heb ik besloten nogmaals beperkt te meten, en wel geel 4 t/m 8 windingen op 20 MHz en rood 7 t/m 19 windingen op 9 MHz, door op die frequentie





L4=L2

zend-frequentie	band	C1=C5	turns / uH	C3	dBc	dB3c	draadlengte mm	
3594,0	80	820 pF	19 / 2.30	1200 pF	-1,2	-38.3	335	Rood
5288.6	60	560	16 / 1.56	820	-1.2	-40,5	290	Rood
7040,0	40	390	13 / 1.17	680	-0.5	-40.0	245	Rood
10140,1	30	270	10 / 0.81	470	-0.5	-40.2	200	Rood
14097,0	20	180	7 / 0.59	330	-0.4	-38.7	155	Geel
18106,0	17	150	6 / 0.46	270	-0.2	-36.8	140	Geel
21096,0	15	120	6 / 0.39	220	-0.4	-38.8	140	Geel
24926,0	12	120	5 / 0.33	180	-1.0	-37.9	125	Geel
28126,0	10	100	5 / 0.29	180	-0.3	-41.1	125	Geel

PA0WV

Amidon kernen T50-2 (rood) vanaf 20m geel T50-6

Chebeshev 0.1 dB ripple 5e orde 50 ohm

grensfrequentie 1.5 maal zendfrequentie

een varco parallel te zetten en op de resonantiefrequentie af te stemmen en vervolgens de varco los te nemen, de C ervan te meten en daaruit tezamen met de frequentie de L te berekenen. Dat geeft wat lagere waarden, maar niet zo laag als de standaardcurve die uit AL volgt.

In ieder geval geeft een en ander redelijk houvast om de berekende filters te bouwen met E12 handelswaarden voor de condensatoren, waarna de ingangsimpedantie (althans de SGV bij afsluiting aan de antennezijde met 50 Ohm) en de demping op de derde harmonische kan worden gemeten. Een tabel toont de berekende optimale waarde van de componenten en gegevens, die voor de nabouw gebruikt kunnen worden, met de naar E12 afgeronde condensatoren en het aantal windingen op de kernen (figuur hiernaast), de niet afgeronde zelfinductie die tot dat aantal windingen is afgerond, alsmede de tussenschakeldemping op de zendfrequentie op 50 Ohm, plus de tussenschakeldemping op de derde harmonische. De grensfrequentie is daarbij gekozen op 1,5 maal de zendfrequentie, enerzijds om geen last te hebben van de scherpe wijziging van de ingangsimpedantie in de buurt van de grensfrequentie en anderzijds om te voorkomen dat de demping op de derde harmonische te laag wordt. De tabel met E12 capaciteitswaarden en aantal wikkelingen op de T50 aangegeven kernkleur, laat dan de tussenschakeldemping zien van het filter met de afgeronde C waarden en de zelfinducties die volgens de meting horen bij het aantal windingen (die wijken dus af van de eveneens in die tabelkolom vermelde ideale waarden)

Nu kun je natuurlijk vaststellen dat de tussenschakeldemping, op de zendfrequentie is berekend, terwijl verliesvrije componenten worden gebruikt. Dat komt dus kennelijk doordat het filter aan antennezijde met 50 Ohm wordt afgesloten, We kunnen het filter ook afsluiten met de geconjugeerde waarde van de impedantie die het aan de eindtrap laat zien. In dat geval laat het filter aan de eindtrap precies 50 Ohm zien. Dat is geen enkel probleem omdat we de LC antennetuner die de antenneimpedantie naar 50 Ohm brengt, ook kunnen afregelen dat die genoemde geconjugeerde impedantie laat zien.

We hebben dan gelijk een afregelmethode voor de antennetuner te pakken, namelijk een staandegolfmeter opnemen tussen eindtrap en ingang van het Chebyshevfilter met de antennetuner erachter, vervolgens die laatste L en C afregelen tot die SGV van (antenne plus tuner plus filter) 1:1 aanwijst. De vraag is of dat lukt, waarschijnlijk niet, omdat de tuner een blok in plaats van een sinus krijgt aangeboden. Het lukt echter zeker wel als je een sinusvormige

bron gebruikt, een QRP zender bijvoorbeeld of een extra filter tussen eindtrap en meter gebruiken.

De berekeningen zijn herhaald om de nieuwe afsluitimpedantie (de geconjugeerde van afsluiting bij 50 Ohm) van het filter te bepalen en te kijken wat dan de tussenschakeldemping van het filter tussen eindtrap en antennetuner wordt op de zendfrequentie en op de derde harmonische ervan. Op de zendfrequentie wordt dat, zoals te verwachten 0 dB, omdat die 50 Ohm wordt en op de derde harmonische is de oorspronkelijke geconjugeerde afsluiting qua reactief deel 3 maal groter of kleiner afhankelijk van inductief of capacitief, dat is te berekenen en komt dan ook rond 40 dBc uit, maar zinvol is het laatste deel van die berekening niet omdat de impedantie die de tuner aanbiedt op de derde harmonische onbekend is, als die op de zendfrequentie de berekende geconjugeerde impedantie laat zien. Programma waar de berekeningen mee gedaan zijn, en dat ik daarvoor schreef staat op mijn website /zelfbouw/wspr onder de naam wsprcheb.c en wsprcheb.exe (draait op 32 bits windows in een DOS box)

Kritisch zal het met al deze voorzorgsmaatregelen niet zijn, want een passief filter met verliesvrije onderdelen geeft in de doorlaat geen demping. Wijzig je onderdelen dan neemt de demping in de doorlaat altijd toe, want die kan niet negatief worden, dus zowel bij vergroting als verkleining van een filteronderdeel neemt de demping dan toe, en dat betekent dat de demping op een buigpunt zit van de afhankelijkheidsfunctie van het onderdeel, en derhalve minimaal gevoelig is voor wijziging van dat onderdeel.

Dat doet me denken aan een uitspraak van PAoFRI die meedeelde dat de 'geleerden' van hun stoel vielen van verbazing toen hij hen toonde dat de grafiek van zijn laagdoorlaatfilter overeenkwam met de theoretische verwachting. Zullen wel 'geleerden' van het KMA zijn geweest, want daar heeft hij als krijgshaftige a la Karremans besnorde ex-militair wel contacten, vermoed ik.

Constructie van de filterspoelen

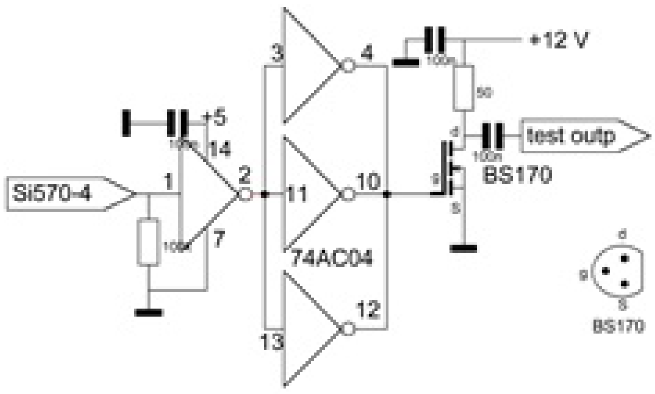
Knip een stuk wikkeldraad af (dus niet vertind maar geïsoleerd koper) van het aantal windingen maal 15 mm plus 50 mm voor de aansluitingen. Ik gebruikte diameter 0,5 mm omdat ik dat heb liggen (Conrad nr 607622). Voor het geval je zou zakken voor de rekentoets, bij HAVO van het huidige cohort 75% kans en bij VWO 25% kans, staan de lengten in de tabel van de filters ter controle. Elke keer dat de draad door het kerngat wordt gestoken telt als een winding. Draad er tot op de helft in de kern steken, eerst de ene helft opmaken dan de andere helft, strak trekken, en zorgvuldig natellen ter controle. Een, twee, veel.

Laagdoorlatende ladderfilters kunnen met een serie-L of met een parallel-C beginnen. Dat maakt niet voor de demping uit in het spergebied, maar dat maakt verder wel uit, want bij de serie-L gaat de ingangsimpedantie naar oneindig als f toeneemt in het spergebied en met een parallel C naar 0 in dat geval, zoals de berekende plots ook tonen. De dempingseis wordt in beide gevallen dan gelijkelijk aan voldaan. Om echter genereren van de MOSFET te voorkomen, waardoor hij zichzelf als een jihadstrijder opblaast en de eeuwige jachtvelden betreedt waar 73 fluisterende maagdelijke MOSFETS van de andere kunne hem opwachten, is het zaak met een parallelcapaciteit te beginnen.

De eindtrap

Hendricks kit werkt met een CMOS TTL 74AC02, als inverter geschakeld. Die heeft Reichelt niet wel de 74AC04 hex inverter. Ook goed, ware het niet dat ik daarmee niet de geplande uitschakeling van de Si570 kan doen, dus die laatstgenoemde is losgesoldeerd van een draadje aan de OE aansluiting voorzien en weer vastgezet. De OE wordt uit de controller bestuurd, op P0.5 die is echter 5V, in de

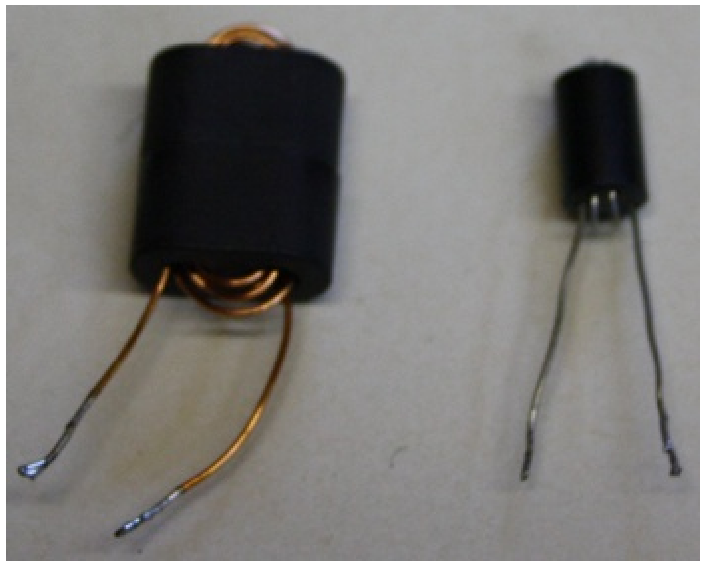
datasheet staat een maximale spanning voor OE van 0,5 V voor laag, en een absolute max rating voor hoog Vdd+0,3 volt. Ik ben dus niet van plan er 5 volt op te zetten, ook niet via een serieweerstand, dus is er een Germanium signaaldiode tussengezet, omdat de lage OE maximaal 0,5 volt mag zijn. Die kan dan OE wel voldoende laagtrekken via de diode, maar de spanning kan niet boven 3,3 komen op OE, want dat spert de diode. De diode is gemonteerd tussen punten gemerkt a en b op de tekening in fig 5.



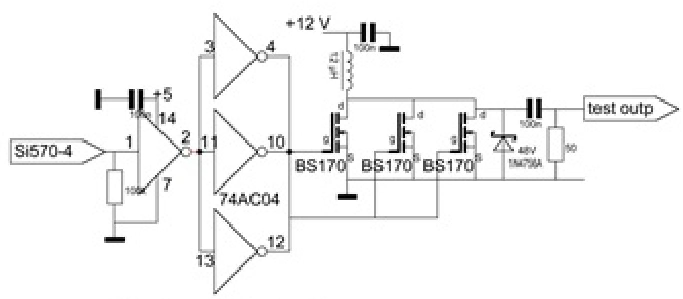
Eerste proef output versterker

De output van de Si570 wordt als die niet enabled is laaggetrokken door 100 k, dat is nodig omdat de eerste inverter dan hoog afgeeft en de gate van de BF170 dan laag (spert) wordt gehouden. Anders gaat de BS170 stuk, omdat die voor gelijkstroom geen drainimpedantie ziet in de definitieve geplande schakeling.

Nu bevind ik me qua ervaring op glad ijs, dus ik ga voorzichtig te werk. Eerst de zaak met een stuks BS170 maken, bij 12 Volt gestabiliseerde voeding, die nodig is om de AM zijbanden op 100 Hz afstand ten gevolge van brom te voorkomen en aldus zeker twee of soms zelfs drie inband wspr signalen te produceren. Ga maar na, als het hoofdsignaal 37 dBm is, is 3% 100 Hz brom op de voeding van de eindtrap al voldoende om een wsprsignaal van 1 mW op 100 Hz zijbandafstand van de gewenste 5W signaal in de wspr-band te genereren, volstrekt ongewenst, omdat in dat signaal gemeld wordt dat het vermogen 5W (37 dBm) is. Daarom de reeds eerder geplande voedingswijziging gedaan, eerst een 12 V stabilisator en



daarachter pas de 5V stabilisator. Dat geeft dan bij een drainimpedantie van 50 Ohm, waar ik eerst een 50 Ohm weerstand voor monteer, om wat metingen te kunnen doen, bij voedingsspanning V en belastingweerstand Rb een HF output van $V^2/(2.Rb)$= 1,44 Watt. Dat is tevens de spanning en nagenoeg de nominale belasting die de FET zal krijgen als alles goed werkt en er drie parallel gemonteerd worden. Bij de eerste test dus geen filter. Een en ander om te kijken of de FET qua dissipatie en zo overleeft, en bekijken wat de invloed is als de ingangsdriver tot 2 of 1 inverter wordt beperkt, alsmede het outputsignaal te bekijken voor het geval ik tot 30 MHz ga uitsturen. De stijg- en



Tweede proef output versterker

daaltijden zijn dan zodanig dat de dissipatie toeneemt, dat is al te voorzien. Er is een smoorspoel nodig. Die moet op de laagste zendfrequentie ongeveer 3,5 MHz een keer of 10 de belasting van 50 Ohm zijn. Na wat proef-jes blijkt dat twee ferriet varkensneuzen tegen elkaar met 5 windingen erdoorgeregen van 0,5 mm diameter koperlakdraad een L van 27 uH wordt verkregen. Ik heb ook (van Baco)

ferrietbuisjes liggen met 6 gaatjes in de lengterichting, waar reeds 3 windingen doorheengeregen zitten bij aankoop. Die zijn slechts 5,9 uH, te gering, maar twee stuks in serie kan krap. Die zijn minder groot en makkelijker te monteren. Op 3,5 MHz is dat 260 Ohm. Krap, jawel, bij de proef dan, met 50 Ohm afsluiting, want besef wel dat er nog een breedbandtrafo tussenkomt die de afsluiting een factor 3 of 4 naar beneden transformeert, als we in plaats van een, drie MOSFETs monteren volgens dit plan.

Tot hoge frequenties worden geen storende serieresonanties gevonden die hem ongeschikt zouden maken.

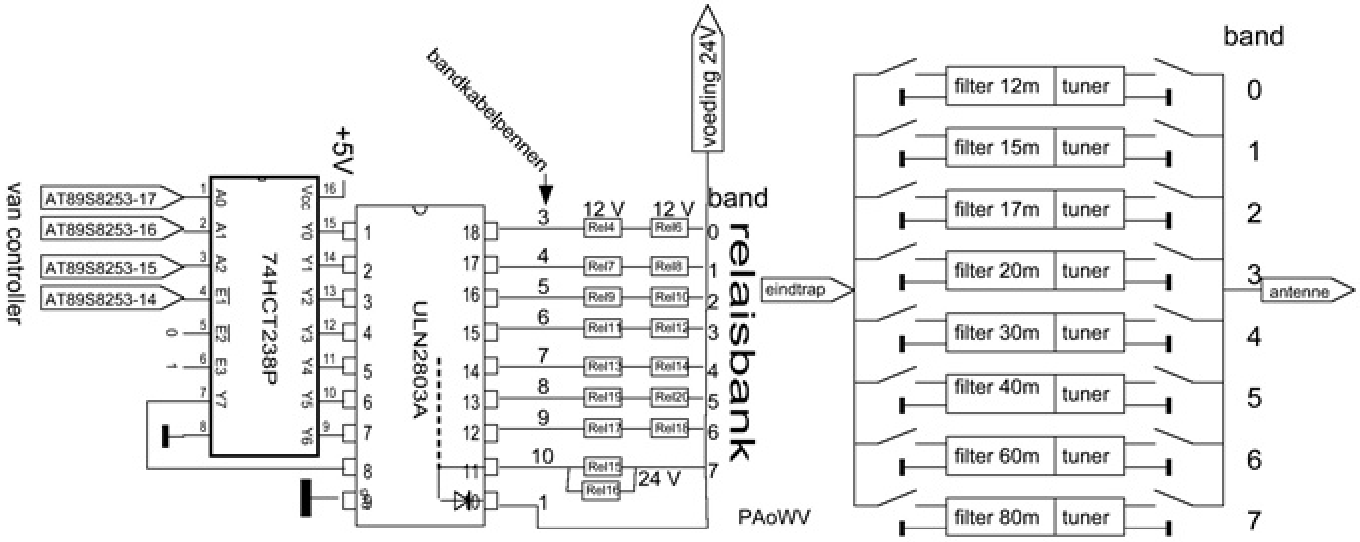
Ook nog een zener gemonteerd die de drain, die maximaal 60 Volt mag hebben, beveiligt tegen overspanning door transients. Ik blijk alleen 20V zeners te hebben liggen, dan er maar 2 in serie gezet. Na al deze voorzorgsmaatregelen tijd voor de tweede proef, schema als zodanig aangegeven in figuur op vorige pagina. Dat werkt ook. Bij 12 Volt voedingsspanning wordt nu door de smoorspoelwerking 24 Volt top top over 50 Ohm verkregen, het vermogen geleverd aan de 50 Ohm dummy is nu dus bijna 1,5 Watt. Nu blijkt MOSFETje wel warm te worden. Tijd om nu de drie parallel te schakelen. Maar als ik door verlagen van de drainimpedantie 5 Watt wil leveren is dat per torretje ook weer ruim 1,5 Watt. Dat baart wel zorgen. Uiteindelijk is het eindtrapje een ontwerp voor een CW zender, CW heeft een dutycycle van slechts 46% en tevens wordt bij een QSO afwisselend door 2 partijen gezonden, zodat je globaal op 23% uitkomt. Hier zitten we op 110 uit 120 seconde in, dat ik 92% duty cycle. Er komt dus hier nog een tweede argument (het eerste was stabiliteit van de Si570 direct na omschakelen) om slechts om de andere tijdslot te gebruiken. De boel wordt ook al behoorlijk warm, door de vrij hoge trafospanning, die bij de verbruiksstroom het gemonteerde kleine heatsinkje al onaanraakbaar warm maakt. De trafo mag maximaal 0,5 A leveren, de Si570 trekt al 100 mA. Voorlopig dus nog maar geen breedbandtrafo gebruiken.

De relaissturing

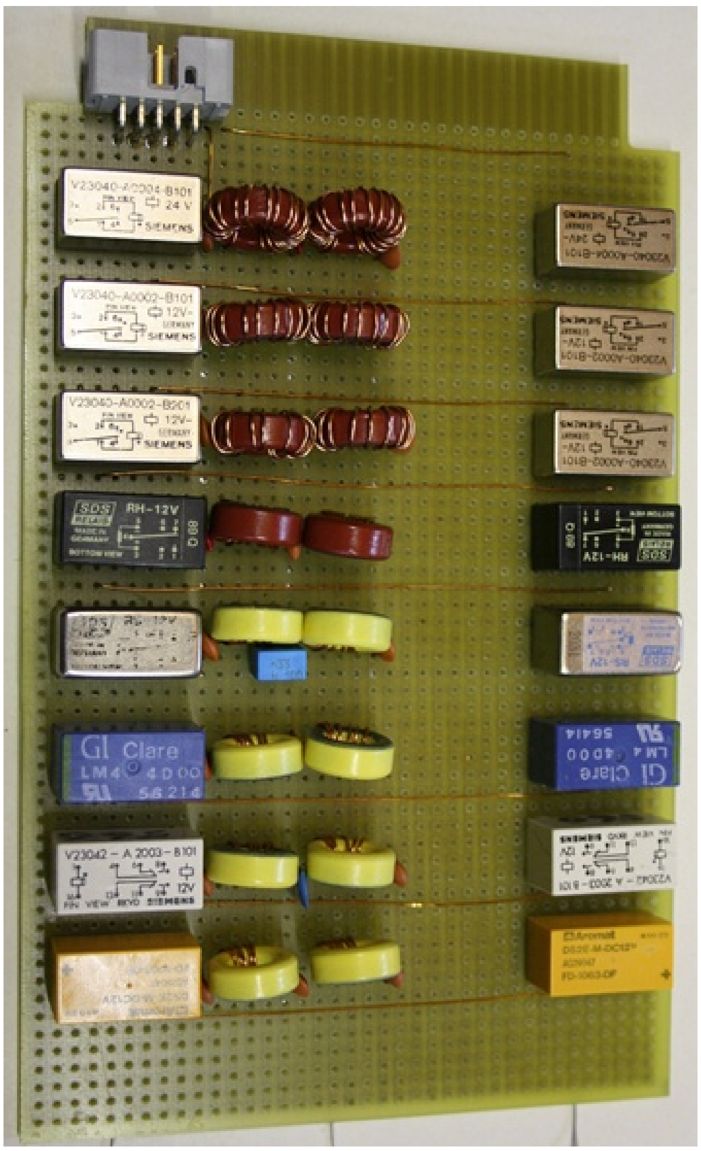
Er zijn 16 relais nodig, voor elk der 8 filters plus tuner een aan de ingang en een aan de uitgang. Er staat nooit meer dan een filter ingeschakeld dus twee relais belasten de voeding. Die relais trekken ongeveer 0,25 a 0,4 Watt per stuk, het is dus zaak wat hogere spoelspanning te kiezen, zodat de stroom uit de voedingstrafo beperkt wordt. In mijn junk box liggen diverse relais voor printmontage, van diverse merken, met dank aan PAoLQ, Harry, die ze me een keer toeschoof. Er zijn er van 3, 5, 12 en 24 Volt spoelspanning. Twee van 12 Volt in serie, geeft 24 Volt en kan dus direct op de voeding worden aangesloten, niet via een stabilisator dus. Die van 24V worden er dan twee parallel gezet om een filter te schakelen.

Voor filterkeuze heb ik uit de sloop liggen: 8 output 50V 500 mA source drivers UDN2982a, die staan dus tussen +24V en de met aarde verbonden relaisspoelen, TTL hoog op de ingang is geleiden; en anderzijds de ULN2803 high voltage high current Darlington arrays, de laatste heb ik er een meer van dus die gebruik ik dan. Clampingdiodes, die de spanningspieken bij uitschakelen van relais dempen zitten er al in. De filters en relais kunnen niet allemaal op de print met de processor, die heeft ook geen 8 pennen over en daarom zet ik er een demultiplexer tussen, zodat er slechts 3 signaaldraden naar de processor moeten voor bandkeuze van de relais. Een 74HCT238 uit de sloop is daarvoor geschikt, die geeft een van de 8 uitgangen hoog, afhankelijk van het adres op 3 draden. Disabled is alles laag. Figuur bovenaan de volgende pagina geeft het schema.

Nu brak ellende aan, ik had de 25V op pen 10 gesoldeerd in plaats van pen 18 van de UDN2803. Gevolg: 2 trappen van de 8 darlingtons stuk, de 74HCT138 liep heet en de processor was gedeeltelijk stuk. Je kunt niet voorzichtig genoeg zijn, blijkt weer. Gelukkig zit de Si570 achter een schild van BS170 levelshifters, dus die was onaangetast. De HCT238 demux die



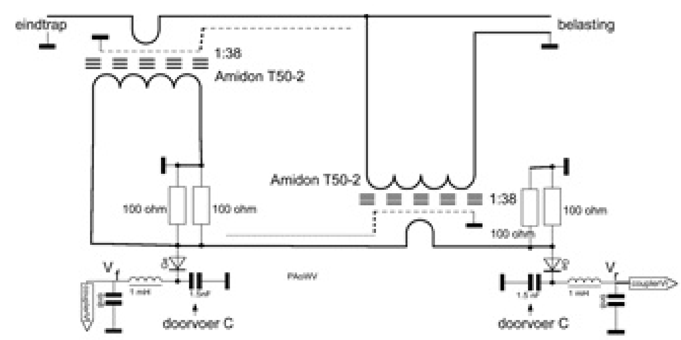
relais controller



warm gelopen was goed getest, is nog OK, andere processor erin en darlington, allemaal zeer tijdrovend. Spanning erop: doet niks en heatsink loopt snel warm. Zoeken: Vijf volt blijkt 1 Volt te zijn. De vervangende processor zat er een halve slag gedraaid in de voet. Rechtgedraaid: Hij doet het nog.

Directional Coupler

Voor het afregelen van de combinatie filter/tuner kunnen we een 50 Ohm QRP staandegolfmeter gebruiken voor de HF-banden, als je die niet hebt, kan die zelf gemaakt in de vorm van een directional tandem coupler, die aantoont dat de eindtrap met 50 Ohm wordt belast en die afregelen van antennetuner L en C op de filteruitgang mogelijk maakt, terwijl we de meter tussen eindtrap en ingang filter hebben aange-



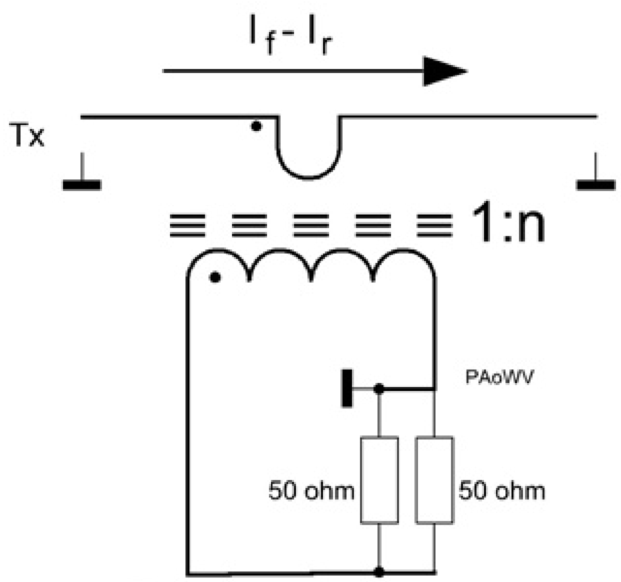
Richtkoppeling

sloten. Geen noodzaak is dat, met: "Het ideaal is het onmogelijke dat het leven mogelijk maakt" zoals ik 60 jaar geleden las als lijfspreuk in de shack van PAoBEN, maar het geeft wat minder onzekerheid dat de zaak goed is afgeregeld.

Als de werking van de coupler (fig hieronder) onduidelijk is kan de volgende uitleg verhelderend werken:

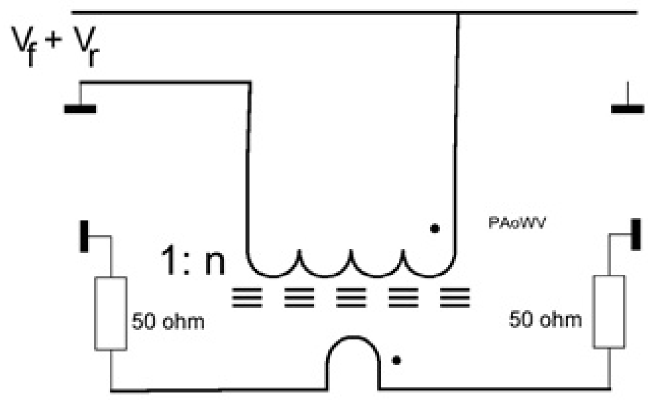
De koppeler bestaat uit twee delen een stroommeting en een spanningsmeting. (figuren respectievelijk hieronder.)

Op de kabel staat V_f+V_r waarbij V_f de spanning van de voorwaartse golf is en V_r die van de terugkomende daarop gesuperponeerd. Voorts loopt er in de kabel een voorwaartse stroom I_f die samen en in fase met V_f het voorwaartse vermogen bepaalt (verhouding is 50 Ohm) en -I_r die samen met V_r het naar de zender teruglopende vermogen bepaalt eveneens verhouding 50, de kabelimpedantie. Op de kabel staat dus een voorwaartse golf met (top)spanning V_f en stroom I_f en een gereflecteerde golf met spanning V_r en stroom -I_r, die wandelt de andere kant op, richting zender.



Stroomdeel coupler

Het linkerdeel van de coupler bestaat uit een stroomtransformator 1 op N windingen. Secondair is die afgesloten met twee weerstanden van 50 Ohm parallel, zodat de



Spanningsdeel coupler

totale secundaire stroom zich gelijkelijk over beide weerstanden verdeelt.

De stroom door elk van die 50 Ohmweerstanden is dus:

$$I_R = \frac{l_f - l_r}{2 * N}$$

waarin N de wikkelverhouding van de stroomtrafo is.

Vervolgens hebben we het tweede deel van de koppeler, dat is een spanningstrafo met wikkelverhouding N en een secundaire winding. De spanning over die secundaire winding is dus

$$U_S = \frac{V_f + V_r}{N}$$

Over de secundaire staan nu 2 weerstanden van 50 ohm in serie met de middenverbinding tussen die twee aan massa.

De stroom door die weerstanden opgewekt door de spanningstrafo is dus

$$I = \frac{V_f + V_r}{2 * 50 * N}$$

Die 50 Ohm weerstanden zijn dezelfde als van het stroomdeel van de coupler. Door de ene weerstand loopt die stroom tegengesteld aan de stroom uit de stroomtrafo en door de andere weerstand loopt die dezelfde kant op als de stroom uit de stroomtrafo.

De totale stroom in de ene weerstand is dus

$$I_{R1} = \frac{l_f - l_r}{2 * N} + \frac{V_f + V_r}{100 * N}$$

en in de andere weerstand

$$I_{R2} = \frac{l_f - l_r}{2*N} - \frac{V_f + V_r}{100*N}$$

Nu is op een 50 Ohm transmissielijn I_f=V_f/50 en I_r=V_r/50

Invullen van I_r en I_f levert dan op de ene 50 Ohm weerstand

$$\frac{V_f - V_r}{100*N} + \frac{V_f + V_r}{100*N} = \frac{V_f}{50*N}$$

en op de andere 50 Ohm weerstand omdat de stroom ten gevolge van de spanningstrafo daar tegengesteld loopt aan die van de stroomtrafo:

$$\frac{V_f - V_r}{100*N} - \frac{V_f + V_r}{100*N} = -\frac{V_r}{50*N}$$

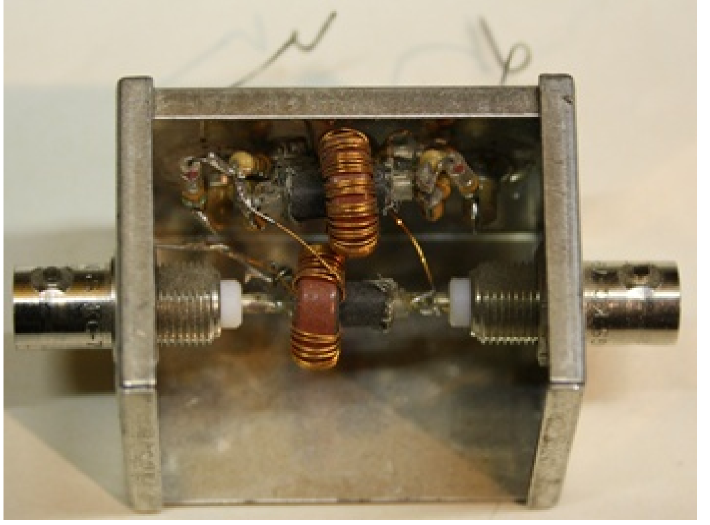
De wisselspanningen op de weerstanden hebben dus de piekwaarde V_r/N en V_f/N.

V_f en V_r waren piekspanningen (amplitudes) op de antennekabel. De maximale piekwaarde van de wisselspanning die je dus ooit kunt verwachten over elk van de 50 Ohm weerstanden is dus in het geval N=38 bij 5W zendvermogen dus tamelijk weinig, minder dan 0,5 Volt.

De coupler geeft dus op zijn DC uitgangen twee uit combinatie verkregen en gelijkgerichte spanningen V_f en V_r af. V_f heeft een amplitude die evenredig is met de voorwaartse golf en V_r is evenredig met de amplitude van de gereflecteerde golf. Die zijn met een germaniumdiode-detector gelijkgericht, en dat gaat voor lage spanningen (QRP) zeker niet lineair.

Dat maakt niet uit want we kunnen met de tuner achter het filter ervoor zorgen dat de coupler op de ingang van het filter 50 Ohm ziet, en dat blijkt uit V_r = 0. Beetje QRP coupler zal echter versterkers toepassen met enige compensatie van de kromme diodekarakteristiek.

Een tandemcoupler heb ik gemaakt met 2 Amidon ringkernen uit hetzelfde aangeschafte handje, waar ik de filterspoelen mee maakte. T50-2 en een klein stukje RG58 coax. Een en ander maakt dan tevens een handig meetapparaatje voor het aanpassen van zenders aan antennes. Nooit weg.



Zo'n directional coupler kun je dus ook los gebruiken, gewoon een paar gelijkstroomdraaispoelmeters aan de uitgangen hangen, bv 50 uA met serieweerstand 27k bijvoorbeeld, of een stereo lineaire potmeter om de gevoeligheid in te kunnen stellen, en je ziet op die meters forward en reflected spanningsamplituden.

Enig rekenwerk is op zijn plaats, de kennis daarvoor is bijvoorbeeld te halen uit een artikelreeks over Ferrieten uit een databoek van Siemens betreffende kernmaterialen.

De coupler bevat een stroom en een spannings-transformator op ringkerntjes. De constructie is zo dat als je de zaak inelkaar gezet hebt, het eigenlijk niet meer mogelijk is om de kernen te vervangen of het aantal windingen aan te passen. Tevoren moet dus goed en hopelijk foutvrij worden nagedacht over de dimensionering.

De voorwaartse golf op de kabel heeft spanning V_f en stroom I_f. Wat terugkomt heeft V_r en stroom -I_r, minteken omdat die de andere kant oploopt. Samen leveren ze op de ingang van de kabel de verctoriele V_f+V_r en I_f-I_r, die de van 50 Ohm verschillende impedantie op de ingang van de kabel (V_f+V_r)/(I_f-I_r) toont. Zoals je al ziet in die gewoon 50 Ohm als er geen reflectie is.

Op de laagste werkfrequentie (3,5 MHz in dit geval) moet de impedantie van de spoel die V_f+V_r ziet minimaal 3 maal de kabel- of fillterimpedantie van 50 Ohm zijn, dus de spoel

moet minimaal 7 microhenry zijn, en voor een beschikbare Amidonkern T50-2 (rood) met een AL van 69 uH/100wind zoals Amidon die opgeeft, is dat 38 windingen.

Spoeltje mag niet te weinig windingen hebben want de coax-spanning of spanning op de ingang van het 50 Ohm filter staat eroverheen, en bij 5 Watt is die 16 volt effectief, zodat er dan op 3,5 MHz ruim 100 mA het spoeltje in loopt. Bij hoge SWR zelfs het dubbele. Als je beseft dat de geleverde hf stroom in een 50 Ohm impedantie bij 5 Watt 316 mA is, dan zie je dus dat over een en ander goed moet worden nagedacht teneinde brokken maken te voorkomen. Maak je het spoeltje groot, dan werkt de zaak niet meer goed op 30 MHz. Verdubbel je het aantal windingen van het spoeltje dan verviervoudigt de zelfinductie en wordt de stroom dus een kwart door twee keer zoveel windingen en dat betekent de halve magnetische inductie B in de kern. Die B, die evenredig met mu_r maal de veldsterkte H is, is ook een belangrijk criterium, dus door een kern te kiezen met een hoge relatieve permeabiliteit mu_r, waardoor je weinig windingen nodig hebt verhoog je de B en die kan de maximale waarde overschrijden met als gevolg warmteontwikkeling, verzadiging en dus inelkaarstorten van de zelfinductie met nog meer stroom tot gevolg. Een hogere mu_r en dus B, heeft echter het voordeel dat er minder windingen nodig zijn, en de coupler dan meer spanning afgeeft bij lagere vermogens, wat prettig is ten aanzien van diodelineariteit van de detectors. Veranderen van de mu_r en dus de B met de frequentie en amplitude is verder niet van belang, want bij de spanningstransformator is de secundaire spanning altijd 1/N van de primaire spanning, met N de wikkelverhouding, mits die aan een bron met lage inwendige impedantie hangt, en de primaire spreidingszelfinductie niet onwijs groot is. Een ringkern moet daar borg voor staan (maar doet dat niet) De wikkelverhouding is hier N=38, omdat de secundaire een winding is, namelijk een stukje coax is dat een keer door de ringkern is gestoken. De geaarde afscherming verhindert capacitieve koppeling. Bij de stroomtransformator, de tweede kern, is de secundaire stroom altijd 1/N van de primaire antennekabelstroom, omdat die ook N=38 secundaire windingen heeft. (Nou ja, altijd..., zie mijn gepubliceerde (dec 2011 in CQPA) antennestroommeterartikel de FIM).

Het is wel van belang je niet te mistellen bij het wikkelen, anders kom je niet uit op gereflecteerde waarde 0 als de coupler met 50 Ohm is afgesloten. Beide trafo's moeten beslist evenveel windingen hebben. Dat komt omdat de via de ringkerntrafo omlaaggetransformeerde kabelspanning totaal met 100 Ohm belast is, en de spanning zich gelijk over twee weerstanden van 50 Ohm verdeelt. De stroomtransformator geeft in beide 50 Ohm weerstanden de halve getransformeerde stroom (mits de zaak symmetrisch wordt opgebouwd), dat veroorzaakt in die weerstanden ook een spanning. Bij de ene weerstand tellen die spanningen op en bij de andere werken ze elkaar tegen, zodat bij afsluiting met 50 Ohm op de antenneplug geen spanning over een van beide weerstanden resteert.

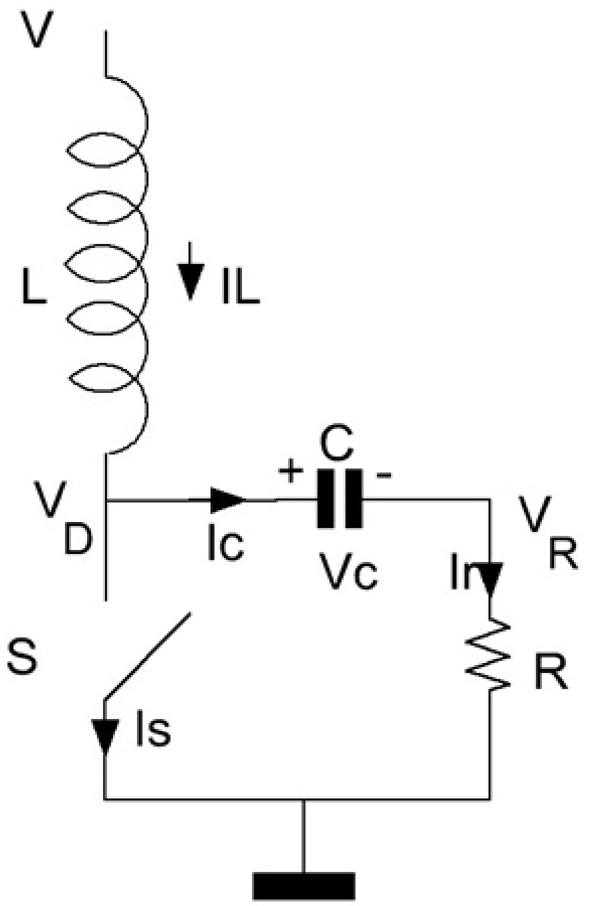
Voordeel van deze tandemkoppeling is dat die niet steeds gevoeliger wordt bij het toenemen van de frequentie. Het gaat puur om stroom en spanning.

De mu_r van de gebruikte toroide T50-2 is slechts 10. Zou je een andere toroide kiezen met een mu-r van 100, waardoor de inductie van een winding met 10 maal toeneemt, dan kun je met √10 maal minder windingen volstaan voor dezelfde zelfinductie, de stroom blijft dan hetzelfde maar de B neemt een factor √10 toe.

We rekenen nog even verder aan het spoeltje dat met zijn wikkeling parallel aan de kabel of filteringangsimpedantie staat. Het heeft in de hulpkabel van de tandem bij 38 windingen een geïnduceerde spanning die 1/38 is van de antennekabelspanning, ongeveer 0,6 Volt piekwaarde dus als de SWR=1, en kan bij hoge SWR oplopen tot het dubbele.

De B kunnen we ook nog ruwweg berekenen. Bij 0,3 A in een 50 Ohm dummy load is die bij een gemiddelde toroidelengte die de fabrikant voor deze kern opgeeft 7,3 E-4 weber/m^2. Bij deze toroide is dat vanwege de lage mu dus te verwaarlozen.

De stroomtransformator, heeft in de primaire bij 5 Watt 316 mA lopen, die geeft in de (nagenoeg) kortgesloten secundaire een stroom van 8 mA in de twee 50 Ohm weerstanden die parallel staan wekt die een spanning op, 207 milliVolt eff. De spanningstransformator zorgt op beide weerstanden bij 5 W elk 207 milliVolt, bij de ene weerstand telt die op en bij de andere wordt die afgetrokken van de stroombijdrage, zodat bij correcte afsluiting de VR uitgang 0 is en de Vf uitgang 408 mV effectief bevat die na piek-gelijkrichting met een ideale diode 576 mV is. De wikkelverhouding van 38 bepaalt dus de uitkoppeldemping en die is dus hier 32 dB.



eindtrapmodel

Model van de eindtrap

In nevenstaande figuur is een model van de eindtrap getekend. De spoel L is de smoorspoel in de drain van de BS170; C is de koppel-C en R is de belasting. S is het model van de transistor die als schakelaar wordt in- en uitgeschakeld in het ritme van de draaggolffrequentie door de hoogfrequente wisselspanning op de gate.

Op tijdstip t=0 beginnen we te kijken. Nu zou het toevallig zijn als dan de zaak in rust is, dus veronderstel ik een stroom door de spoel IL(0) positief als die in de richting van de pijl loopt, en een spanning op de C, groot Vc(0). Teken daarvan staat aangegeven. Voorts ga ik er van uit dat op t=0 de schakelaar gesloten wordt. Dit zijn dus de begincondities.

We kunnen niet uit de voeten met de formules dat de impedantie van een spoel L ZL=2.π.f.L is en van een condensator C Zc=1/(2.π.f.C) omdat die alleen gelden als een sinusvormige wissel-spanning met frequentie f er al een tijdje opstaan.

Dus gaan we terug naar de basisformules die we ook voor het zendexamen leerden, namelijk over (beter: in serie met) een verliesvrije spoel L ontstaat een inductiespanning E als de stroom i in die spoel in een kort tijdje dt wijzigt met di.

$$E = -L * \frac{di}{dt}$$

Het - teken geeft aan dat de polariteit van de geïnduceerde spanning net andersom is als bij de stroom van aangesloten spanning V zou passen als de spoel een weerstand was. Dus: geen stroomwijziging di dan geen tegenwerken-de spanning E in serie met de spoel. Wel stroomwijziging, dan is die geïnduceerde spanning E evenredig met de grootte van de zelfinductie en met de snelheid van wijziging der stroom, zien we in de formule.

Vervolgens hebben we voor een condensator C dat de lading Q = C.V met V de gelijkspanning

op de condensator. Q ontstaat als je een tijd t een gelijkstroom i de condensator in laat lopen, dus Q=i.t De lading Q neemt een klein beetje toe met dQ als we een gelijkstroom Ic een kort tijdje dt erin laten lopen. Die tijdjes nemen we kort omdat de Ic dan in zo'n kort tijdje niet noemenswaardig wijzigt, bijvoorbeeld vermindert omdat de condensatorspanning door de stroom toeneemt. En dus kan Ic hier in die korte tijd wel even constant gedacht worden, zeker wel als we het tijdje dt willekeurig klein maken. We vinden dan uit Q=C.V als dVc de kleine toename van Vc is, dat

$$Ic * dt = C * dV_c$$

Op t=0 veronderstellen we reeds een spanning Vc(0) aanwezig en dus een lading C.Vc(0). Dat is dus de toestand op t=0.

Op t=0 sluiten we de schakelaar S. Dat geeft reuring in de tent. De spoel L staat dan tussen de constante voedingsspanning V en aarde. Die heeft dus gedwongen V over zich staan en dat zal dan gelijk moeten zijn aan zijn inductiespanning, die ontstaat omdat er een andere stroom daar gaat lopen.

Dus V=L.di/dt Dat wil zeggen dat de stroom per seconde V/L toeneemt. Die toename per seconde V/L is een constant bedrag. Dus een constante stroomtoename met de tijd. Met de op t=0 veronderstelde beginstroom IL(0) wordt dat dus

$$I_L(t) = I_L(0) + \frac{V * t}{L}$$

Dat moet dus niet te lang duren, anders krijg je ongelukken. De C is met de + zijde door de schakelaar ook aan aarde gelegd. Die ziet dus de R parallel staan en gaat zich daarover ontladen, want er was lading blijkens de spanning Vc(0) op t=0.

De spanning over de C is dan $Vc(0).e^{(-t/RC)}$ en over de R even groot, maar Vr is dan negatief ten opzichte van massa, die gaat dus ook naar 0 op termijn. Dat komt doordat er stroom Ic(t) uit de condensator loopt, steeds minder als de tijd vordert, dus Ic(t) is geen constante maar een functie van de tijd t. Voor een weerstand geldt Vr(t)=Ir(t).R, de Wet van Ohm, dus weten we de stroom Ic(t) uit de condensator (negatief teken dus, want de lading vermindert) naar de schakelaar toe:

$$I_c(t) = -\frac{V_c(0) * e^{-\frac{t}{RC}}}{R}$$

Ziet er gevaarlijk uit, want als de belasting R bijna 0 is, wordt dat misschien teveel voor de schakelaar, ook al duurt het dan maar heel even.

Totaal loopt er dus in de gesloten schakelaar S, de stroom uit de spoel en uit de condensator samen:

$$Is(t) = IL(t) - Ic(t)$$

na invullen van de gevonden IL(t) en Ic(t) wordt dat:

$$Is(t) = IL(0) + \frac{V * t}{L} + \frac{V_c(0) * e^{-\frac{t}{RC}}}{R}$$

Na een tijdje t1 kunnen we de schakelaar openen, om ongelukken, te voorkomen.

Op dat tijdstip kunnen we met bovenstaande formules de spanning op de C en de stroom in L uitrekenen. Vc(t1) en IL(t1)

Door het openen van de schakelaar op t1 hebben we ineens een nieuwe situatie, stroom IL(t1) in L en de spanning op C is Vc(t1); en die vormen nu door gebrek aan schakelaarstroom een seriekring samen met R tussen voedingsspanning V en aarde.

We kunnen dan ook de spanning en stroom uitrekenen NA tijdstip t1 in L, C en R als we weer een beroep doen op onze gelukkig verplicht gestelde zendamateurkennis, namelijk de Wetten van Kirchhof.

De som van de spanningen over L, C en R moet de constante voedingsspanning V zijn en blijven. En
de stroom i(t) is in alle takken van de serieschakeling op elk tijdstip gelijk. Dus

$$i(t) = IL(t) = Ic(t) = Ir(t)$$

In de tekening heb ik Vd(t) de drainspanning en Vr(t) de spanning op de belasting R aangege-

ven, om spanningen over elk der componenten te kunnen bepalen.

Over de spoel staat V-Vd(t), over de condensator Vd(t)-Vr(t) en over de weerstand Vr(t)

Die 3 spanningen proberen we uit te drukken in i(t)

Voor de spoel met open schakelaar S geldt:

$$V_{d(t)} = V - \frac{d_{i(t)}}{d_t}$$

Omdat i(t) uiteindelijk afneemt naar 0 als de schakelaar open blijft, en di dus negatief is, kun je verwachten dat Vd(t) hoger dan V zal zijn, naarmate i(t) sneller afneemt. De drainspanning Vd(t) zal dan dus hoger zijn dan de voedingsspanning V.

Voor de belasting R geldt de wet van Ohm:

$$V_{r(t)} = i_{(t)} * R$$

De spanning over de condensator C is
Vc(t)= Vd(t)-Vr(t) en die wordt gewijzigd door
i(t) die in een kort tijdje dt de lading verandert als volgt:

$$V_{c(t1+d_t)} = V_{c(t1)} + \frac{i_{(t1)} * d_t}{C}$$

daarin is Vc(t1) de spanning die nog op de C stond toen op tijdstip t1 de schakelaar S werd geopend.

Voor volgende stapjes dt geldt dus voor elke t met geopende S:

$$V_{c(t+dt)} = V_{c(t)} + \frac{i_{(t)} * d_t}{C}$$

Kirchhof: V = $V_{L(t)}$ + $V_{c(t)}$ + $V_{r(t)}$ levert na invullen van

$$V = (V - V_{d(t)}) + V_{c(t)} + V_{r(t)}$$

$$V = \frac{L * d_{i(t)}}{d_t} + V_{c(t)} + \frac{i_{(t)} * d_t}{C} + i_{(t)} * R$$

Hieruit volgt

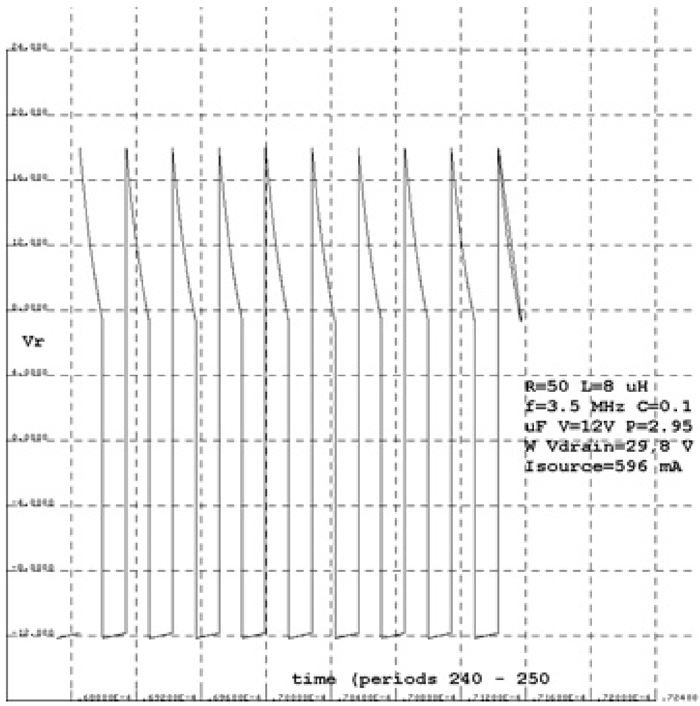
$$\frac{d_{i(t)}}{d_t} = \frac{V - \frac{i_{(t)} * \, d_t}{C} - V_{c(t)} - i_{(t)} * R}{L}$$

We weten de stroom op t_1 bij het openen van de schakelaar. We laten de tijd een heel klein beetje d_t toenemen, en vinden dan de nieuwe $i_{(t1+dt)}$ uit deze formule. En dus ook de nieuwe $V_{c(t1+dt)}$ benevens daaruit de $V_{d(t1+dt)}$ en $V_{r(t1+dt)}$

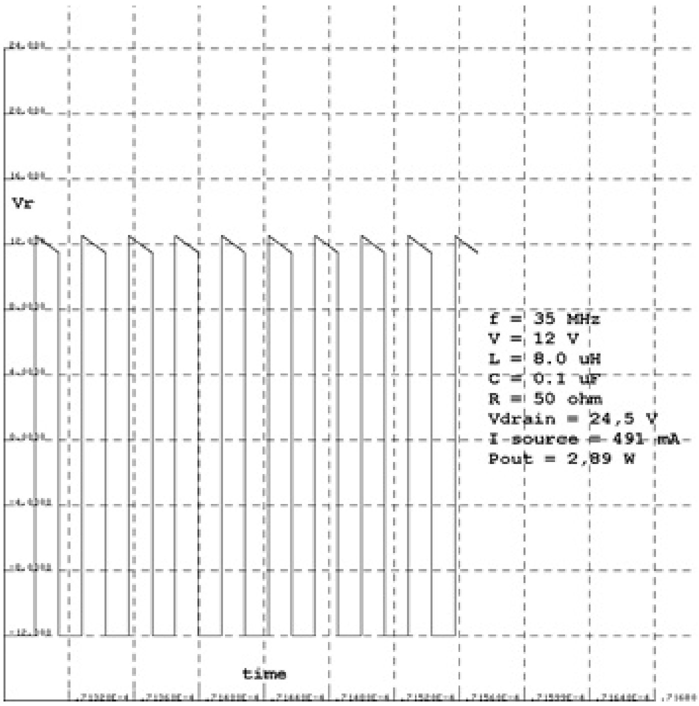
De nieuwe waarde op t_1+d_t zijn weer de beginwaarden voor de volgende stap d_t. Met een PC programma kunnen we dat snel berekenen door steeds kleine stapjes d_t te maken, en daaruit de waarden te berekenen, op tijdstip t_2 waarop we de schakelaar weer sluiten. We laten de schakelaar even lang open als dicht, dus t_2=2*t_1. Dat hele zaakje kan dan voor het overzicht in een grafiek worden gezet, die $i_{s(t)}$, $V_{d(t)}$ en $V_{r(t)}$ bevat. De eerste twee van de drie willen we alleen het maximum weten dat optreedt, omdat die de transistor kunnen vernielen als die te groot worden; en uit de $V_{r(t)}$ kunnen we het afgegeven vermogen in de belasting R berekenen.

Je kunt verwachten dat bij het sluiten op t_2 de waarden van $I_{L(t2)}$ en $V_{c(t2)}$ niet gelijk zullen zijn aan die op t_0 dus $I_{L(0)}$ en $V_{c(0)}$, maar als je dit een tijdje door laat lopen, over een groter aantal perioden van S kun je verwachten dat de zogenaamde steady state wordt bereikt en de spanning en stroomverloop dus periodiek zijn geworden.

Laat die computer maar rekenen tot dat gebeurt, dat per periode van S de eindwaarde en de



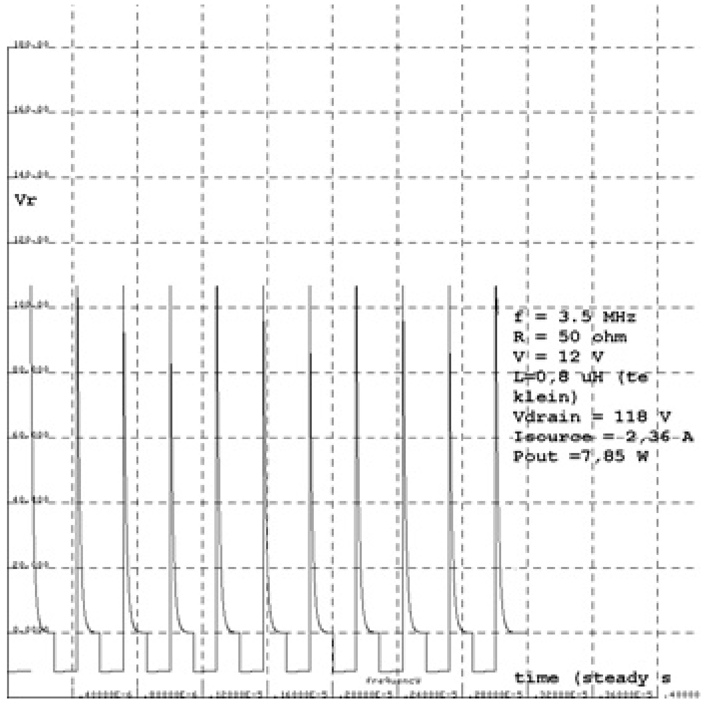
beginwaarde $I_{L(tn)}$ en $I_{L(tn-1)}$ en evenzo die van $V_{c(tn)}$ en $V_{c(tn-1)}$ gelijk zijn geworden. Voor de startwaarde is het logisch te beginnen met $I_{L(0)}=0$ en dus $V_{c(0)}=V$, dat is de toestand als de transistor lange tijd gesperd is (geen sturing) en de voedingsspanning V is aangesloten. De drain staat dan ook op V volt en over R staat geen spanning.



Een en ander is geprogrammeerd in programmeertaal C en van de uitvoer heb ik wat grafieken gemaakt voor 3,5 MHz schakelfrequentie van S, smoorspoel 8 microhenry (aan de krappe kant voor 3,5 MHz) R=50 Ohm en C= 0,1 uF.

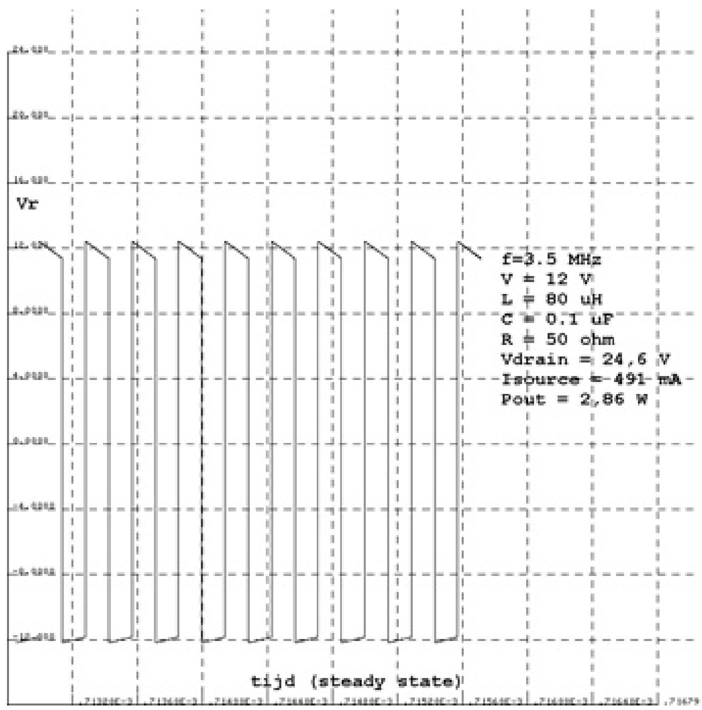
Vervolgens heb ik gekeken wat het effect is op de drainspanning V_{dmax}, de sourcestroom Ismax en P_{out}, zijnde het uitgangsvermogen in R, als de voedingsspanning V wordt verdubbeld, of de frequentie f wordt vertienvoudigd, of de spoel L wordt vertienvoudigd in waarde, of de R wordt gehalveerd naar 25 Ohm. Een en ander zijn grafiekjes van gemaakt.

Je kunt ook sleutelen in de voedingsspanning V in plaats van in de sturing, in dat geval heb je andere begincondities, namelijk $V_{c(0)}=0$ en $I_{L(0)}=0$, dat geeft dan een andere duidelijk minder gunstig inschakelverschijnsel, dat meer key click zal geven. Key click kun je verminderen door de voedingsspanning langzamer te laten stijgen naar V.



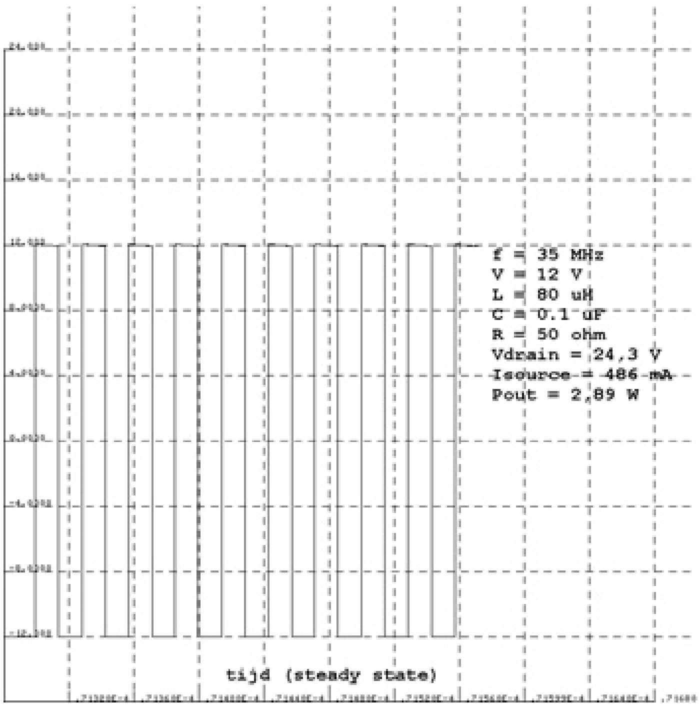
De bedoeling van deze hele exercitie was om wat inzicht te verwerven in de dimensionering van klasse C MOSFET HF eindtrapjes voor de gelijkstroombanden en dat is wel gelukt.

De aflopende toppen wijzen op iets te kleine L voor 3.5 MHz. Dat gaat dan gepaard met een grotere I_s (sourcestroom) en V_{drain} dan noodzakelijk is.

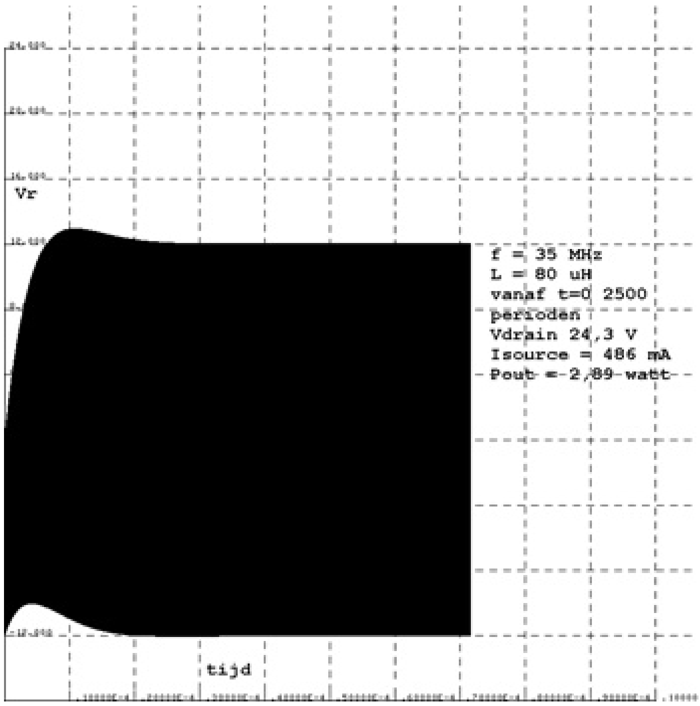


Dat is hierboven te zien, daar is de frequentie verhoogd naar 35 MHz, tien maal dus.
Vdrain gaat van 29,8 naar 24,5 V
I_s gaat van 596 naar 491 mA terwijl P nagenoeg gelijk blijft. Het is dus van belang de smoorspoel voldoende groot te kiezen zodat op de laagst gebruikte frequentie die schuine kanten niet de tang uitlopen.

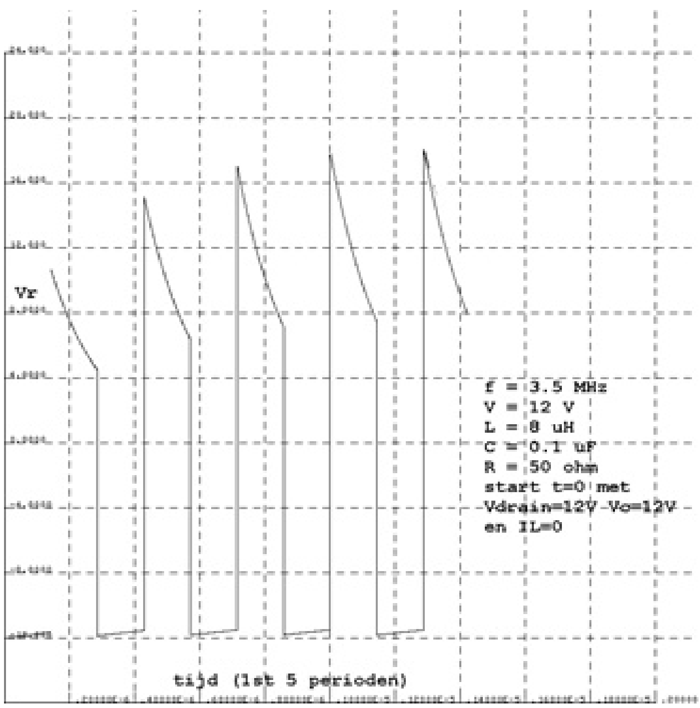
Het effect van te kleine smoorspoel is goed te merken als je hem veel te klein maakt, in dit geval verlaag ik hem van 8 naar 0,8 uH en de frequentie is weer 3,5 MHz, zoals bij de voorlaatste grafiek.
De drainspanning piekt dan naar 118 V en de sourcestroom naar 2,36 A, met als resultaat dat het uitgangsvermogen stijgt naar 7,86 W. Dit is zeker een foute methode om aan een groter uitgangsvermogen bij 12 volt voedingsspanning te komen, want als je de frequentie verhoogt is de smoorspoel niet meer te klein dus nemen die exorbitante stroom en spanning reguliere waarden aan en zakt ook het uitgangsvermogen.



Bovendien heeft zo'n piekerig signaal een veel breder frequentiespectrum dan een blok, zodat je achter de eindtrap geschakelde laagdoorlaatfilter wellicht te weinig dempt om aan de eisen van harmonischenonderdrukking (40 dBc) te voldoen.

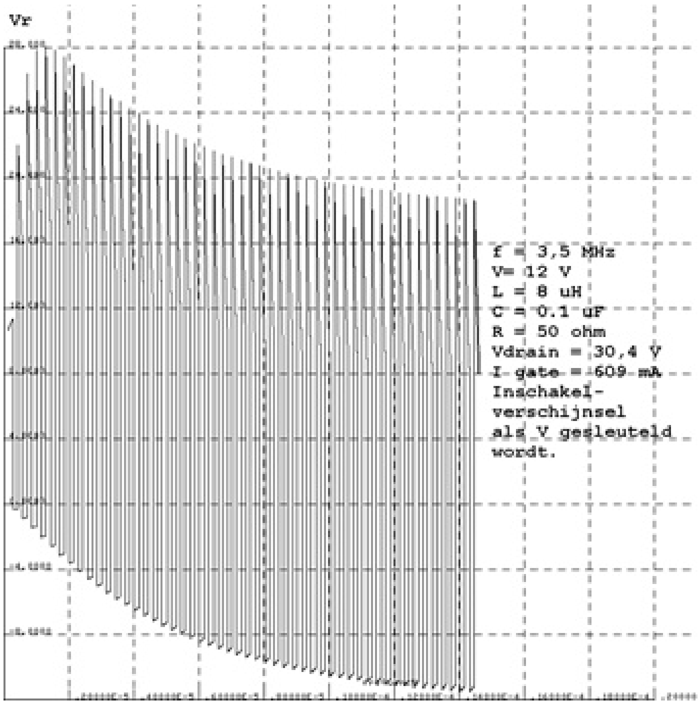


Voor de zekerheid van de conclusie kan de smoorspoel een factor 10 vergroot worden dus 80 uH i.p.v 8 uH en dan kijken wat dat doet, de stroom kan dan immers niet tot grote waarde oplopen in een halve periode:

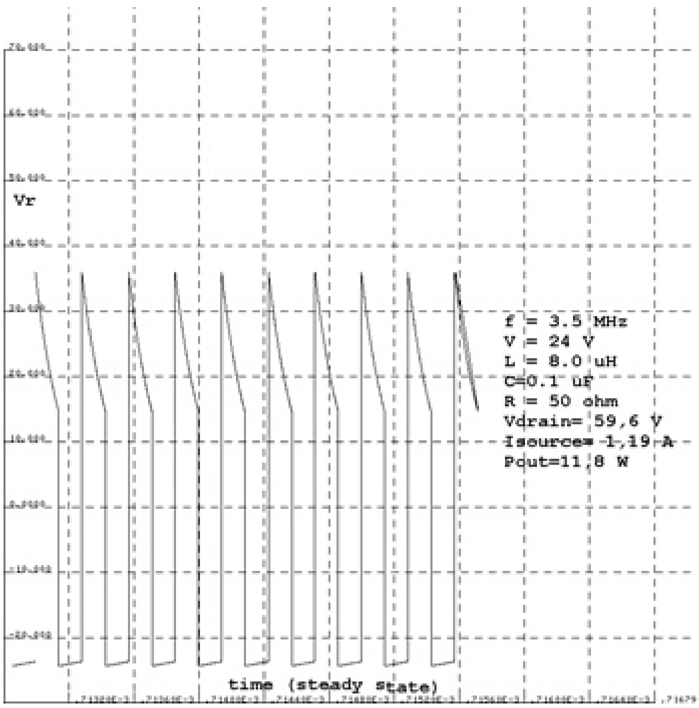


De berekeningen zijn allemaal gedaan met 500 stapjes d_t per periodeduur. Nu kun je je afvragen wat er gebeurt als je EN de choke vergroot tot 80 uH EN de frequentie naar 35 MHz, twijfel knaagt dan, als je erover nadenkt, omdat de stroom in de spoel niet bijster groot kan worden in een halve periode dat S gesloten is. De

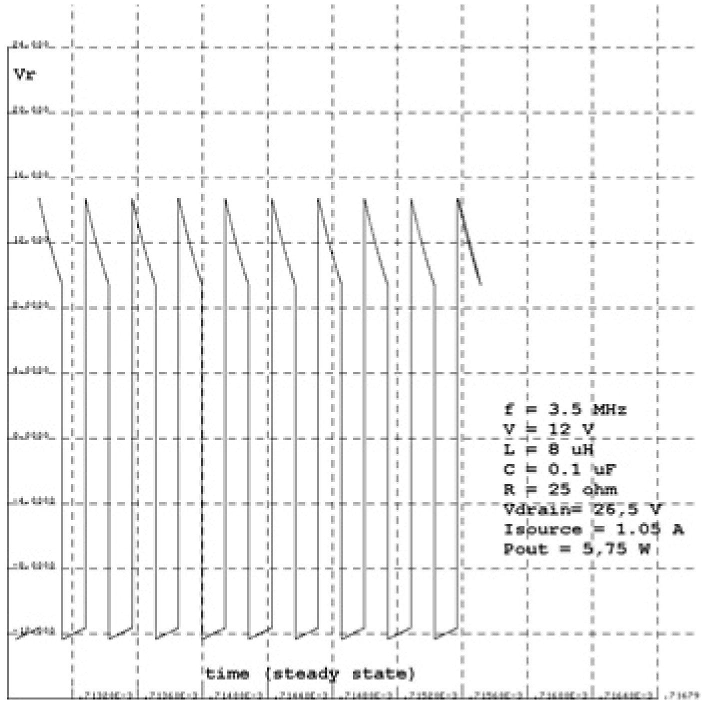
volgende grafiek geeft het resultaat.



Tot mijn aanvankelijke verwondering was de grafiek niet symmetrisch rond 0, maar waren de niveaus van de toppen +12 en -8 volt. Dat kwam echter omdat ik 10 perioden 250 perioden na het begin t=0 had geplot, en het inschakel-verschijnsel is dan nog niet afgelopen bij grote f en L. Onderstaande grafiek is na 2500 perioden genomen over 10 stuks.



Het inschakelverschijnsel kan in dit geval worden bekeken door alle 2500 perioden te plotten, zoals de volgende grafiek aangeeft, daar blijkt inderdaad dat aan het begin op ongeveer 10% van de tijd, dus 250 perioden de positieve topwaarde groter is dan de modulus van de negatieve waarde.

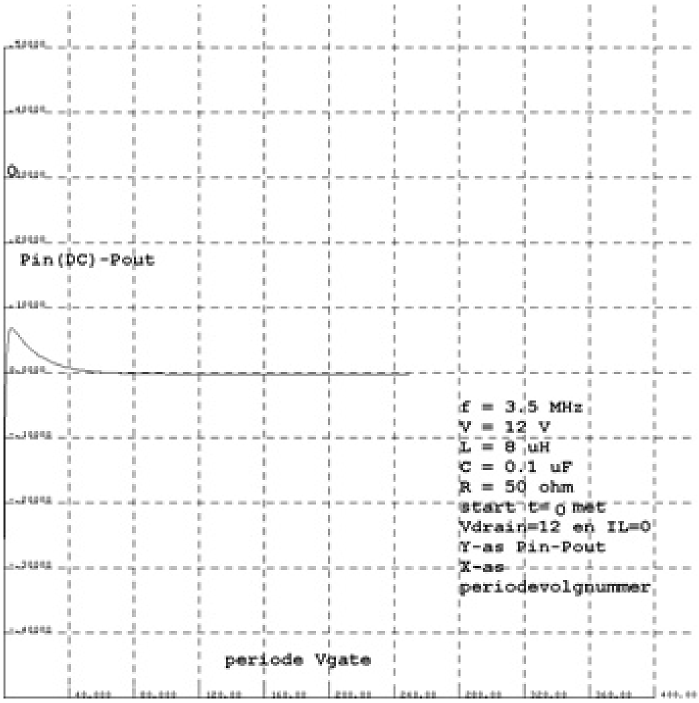


Als we op 3,5 MHz de gatesturing sleutelen en de randvoorwaarden dus $I_{L(0)}$=0 en $V_{c(0)}$=V zijn, is het inschakelverschijnsel na enkele perioden al voorbij zoals hieronder getoond.

Sleutelen we echter in de voedingsspanning V dan zijn de begincondities $I_{L(0)}$=0 en nu ook $V_{c(0)}$=0. In dat geval moet dus de negatieve kant worden opgebouwd door de condensator op te laden over een groter aantal perioden. Onderstaande grafiek toont dat
Het inschakelverschijnsel bij sleutelen van de voedingsspanning levert een haaientand op het begin van het signaal, waarvan je key click kunt verwachten.

Rest ons te bekijken wat de voedingsspanning V voor invloed heeft. Verdubbelen van V naar 24 volt in de 3,5 MHz opstelling levert: Dat is globaal 4 maal zoveel vermogen, de Vdrain en Is gaan echter ook globaal ongeveer verdubbelen.

Je kunt hieruit vermoeden, dat sleutelklik kan worden verminderd of vermeden door de



voedingsspanning V mee te sleutelen, met een soepel aanlopende spanning naar V met een tijdconstante van een paar ms.

Dan kunnen we tot slot de belastingweerstand verkleinen om bij een lagere spanning V meer vermogen te creëren .

Halvering van de weerstand geeft verdubbeling van vermogen.

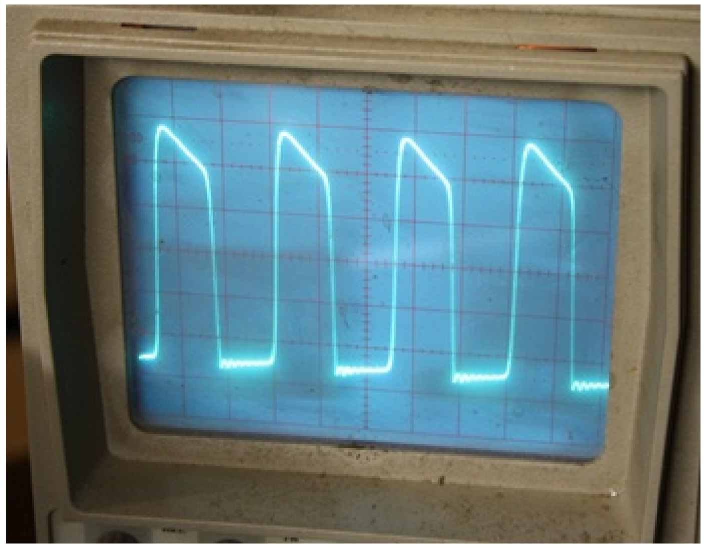
Omdat we met verliesvrije elementen werken ligt het voor de hand data het rendement 100% is. Bij inschakelen zit er echter energie in de C bij gate sleuteling, en het verschil Pin—Pout kan dus geplot worden als laatste plaatje

Op grond van bovenstaande berekeningen is besloten het aantal in serie geschakelde smoorspoeltjes in de drain van de BS170 transistors uit te breiden tot 3.

Op 80 meter ziet het signaal op de dummy van 50 ohm er dan uit zoals op het plaatje rechts boven op de pagina.

Testen

Op een dummyload van 50 Ohm (2 weerstanden van 2W 100 Ohm parallel) de zaak in



duurproef gezet voor een aantal uren. Bevindingen:

Trafobelasting

De trafo wordt behoorlijk heet en daar voel ik me niet gerust op. We kunnen stellen dat de trafo inwendig niet heter dan 90 graden Celsius mag worden, in verband met het isolatiemateriaal. Nu kunnen we geen gaatje boren om er een thermometer in te steken, maar dat hoeft ook niet. We kunnen namelijk de temperatuur van het koperdraad bepalen aan de hand van de weerstandverhoging.

We meten eerst de temperatuur op als de trafo gewoon reeds vele uren uit staat en door en door afgekoeld is tot de omgevingstemperatuur die in de shack in de buurt van 20 graden zal zijn. Opletten dat je met gelijkstroom meet, dat doe ik met een voeding die geeft bij 20 Volt 51 mA in de primaire (netzijde) van de trafo. Ik bereken daaruit de weerstand van de primaire wikkeling. Die blijkt 392 Ohm te zijn. De temperatuurcoëfficiënt van koper alfa is 3,9E-3 De weerstand R_0 wordt bij verhoging R_t, er geldt dan:

$$\frac{R_t}{R_0} = alfa * (t - t_0)$$

Na een uur of wat werkend (zendend, echter nog zonder relaissturing) kan ik weer meten na uitschakelen op de pennen van de netstekker. Er loopt dan bij 20 Volt DC 42 mA. Weerstand dan dus opgelopen tot 476 Ohm. Daaruit volgt

met bovenstaande formule dat de toename van de temperatuur 55 graden is. Die komt dus bij 20 graden shack temperatuur uit op 75 graden.

Als de stroom 41 mA zou zijn, is de temperatuur 83 graden. De meting is dus wel gevoelig voor het nauwkeurig meten van de stroom. De spanning (20 V hier) speelt geen rol, mits die bij de twee metingen maar gelijk blijft. Bij een geregelde voeding is dat geen probleem.

Conclusie is nu wel dat het niet mogelijk is met de huidige voeding het uitgangsvermogen te verhogen. Dat is dus ruim 2 Watt inclusief harmonischen.

Terugwerking

Het blijkt dat het instellen van de bandparameters in de Si570 altijd zonder correcties goed verloopt (geen Morseprotesten uit de pieper, omdat bij teruglezen de geschreven data blijkt te verschillen met de teruggelezen inhoud van de Si570) De Si570 zendt dan niet (output tri-state). Echter bij modulatie tijdens zenden treden voortdurend fouten op. Die worden weliswaar gecorrigeerd, maar de meldende piep is bijna voortdurend actief met melt, load, verify en freeze fouten. Die in Morse gecodeerd zijn als 6, 7, 8 en 9, waarbij 8 (verify) het overgrote deel van de meldingen vormt.

Neiging dus om de software na te pluizen, maar dat is niet nodig, want als ik de output OE van de Si570 tri state maak (disable) met OE, tijdens modulatie gaat alle schrijven en teruglezen altijd foutloos. Kennelijk is er terugwerking.

Op de leiding van de 74AC04 naar de gate van de BS170-drieling een ferriet kraal geschoven. Eerst gemeten, draadje erdoor en zelfinductie gemeten. Dan blijkt na het meten van een stuk of wat kralen dat ze 0,5 uH zijn, met een tolerantie van ongeveer 10%

Een ferriet kraal van 500 nH = 0,5 uH (10%) is 88 Ohm op 28 MHz reactantie. Helpt niet merkbaar. Vervolgens een kraal (een-gats buisje) op de verbinding tussen Si570 en 74AC04, dat scheelt aanzienlijk, maar er blijven nog wat meldingen komen op band 0 en 1, (12 en 15 meterband). Weerstand van 33 Ohm, ook nog in serie met de Si570 output. Vrijwel geen meldingen meer, de weerstand verhoogd tot 100 Ohm: hij draait vele uren achter elkaar zonder een foutmelding. Opgelost dus. Wel besloten om tussen filterprint en nog te monteren hoofdprint een geaarde afschermlaag aan te brengen.

Trafo tussen BF170 en filters om de impedantie te verlagen teneinde het vermogen te verhogen wordt dus niet toegepast. Op band 0 (12 m) worden de BF170 torren trouwens knap heet, dus ook dat is een argument om het vermogen niet te gaan verhogen. We houden het op 2 Watt in 50 Ohm.

Antennetuners

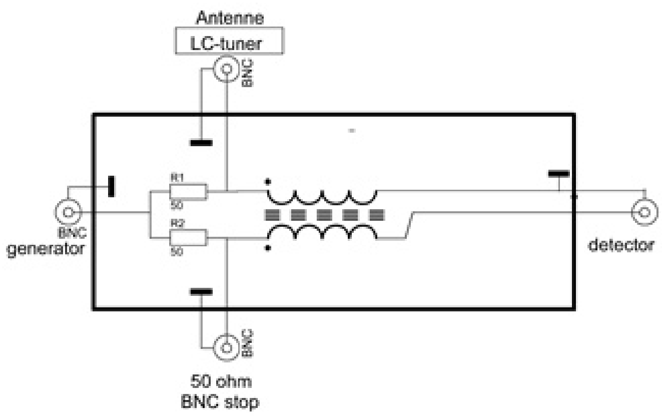
Op de filterprint is ruimte vrij gehouden voor een L en een C per band om de gebruikte antenne aan de uitgang van het low pass filter aan te passen. Dit is antenneafhankelijk dus ik kan slechts de methode beschrijven, niet de exacte waarde van de onderdelen, omdat die van gebruikte antenne en -omgeving afhangen. Toegepaste methode hangt af van de beschikbare hulpmiddelen.

1. Met een richtkoppeling (SGV-meter) als hiervoor beschreven. Bezwaar: Een sinusvormig signaal met wat vermogen is nodig en de uitgang van de BS170 levert een blok. Als je dit wilt doen moet je je filterbank twee keer maken, om aan een sinusvormig signaal in een WSPR band te komen. De richtkoppeling levert bij 2 Watt in 50 Ohm een uitgekoppeld signaal V_f van minder dan 0,5 Volt af, na piekgelijkrichting met een Ge-diode blijft er dus zonder versterking geen meteruitslag over. Het is wel mogelijk zonder gelijkrichting de V_f en V_r uitgekoppelde signalen op een 2-kanaalsscope te zetten van voldoend hoge grensfrequentie (minstens 50 MHz) en gevoeligheid.

2. Een SGV meter als onder 1. tussen filter-output en antennetuner. We pakken dan een

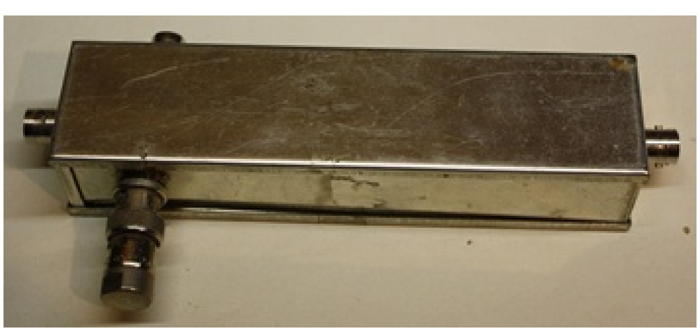
bestaande tuner bestaande uit een rolspoel, of een aftakbare spoel en een variabele condensator. Brengen de zaak met erop aangesloten antenne naar SGV 1 of voldoende dicht daarbij, Meten de spoel en condensator en realiseren die op een gele ringkern en een bijbehorende vaste capaciteit. Ik vind deze methoden lichtelijk riskant omdat je misaanpassingen aan de BS170 presenteert. Een 6 dB pad tussen uitgang filter en SGV meter ter verdunning van de misaanpassing is voor deze meting daarom aan te bevelen.

3. Ik kijk naar mijn gebouwde meetinstrumenten, daar staat de Smeerpijp II tussen, een wobbulator met sinusvormige output, 0 dBm, die gebruikt kan worden als signaalgenerator, en een SGV brug zie foto's en schema hierna, Brug geeft bij SGV 1 geen output, als detector



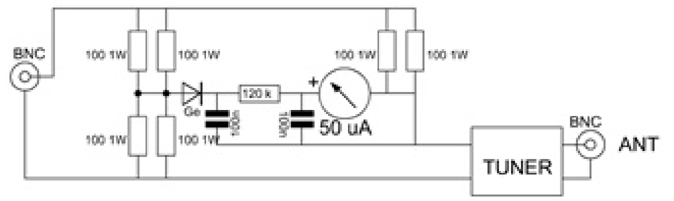
HF brug





daarvoor kan een scope worden gebruikt, of in mijn geval ook de input van de Smeerpijp die aangesloten inwendig is op een AD8307 een logaritmische detector. Een scope is beter omdat die een lineaire amplitudeschaal heeft.

4. Het bezwaar van voor de eindtorren desastreuze misaanpassing tijdens afregelen is ook te vermijden met een brug (zie tekening) eerste tak

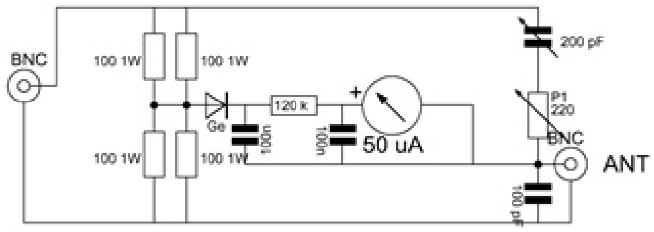


tussen output filter en aarde, tweede tak bestaande uit 50 Ohm en de antennetuner. Een 50 uA draaispoelmeter met in serie 120k, aangesloten op een Ge diodedetector, meet de brugspanning. Is de antennetuner 0 of oneindig, dan wijst de draaispoel net volle schaaluitslag (6 Volt HFpiek) Tuner afregelen tot de meter 0 aanwijst en de tuner dus 50 +j0 op de ingang laat zien. Tuner L en C opmeten en realiseren op monteerbare onderdelen. Het kan geen kwaad de zaak na aanmaken van die onderdelen op dezelfde wijze in de brug te testen.

Samenvattend: Tussen de antenne en de output van de brug wordt een antennetuner geschakeld in de vorm van een regelbare spoel en een variabele condensator. Als de brugoutput dipt de L en C opmeten van de tuner en een vaste versie met een ringkerntje en een C'tje ervan maken en op de relaisprint solderen tussen uitgangsrelais en uitgang van het reeds gemonteerde Chebyshevfilter voor die band.

Dat verhaal herhalen voor de andere banden.

5 .Je kunt ook met een vector netwerk analyser - die ik niet heb, of met een Antan de impedantie van je antenne meten op de gebruikte band. Dat kan ook door in de tweede brug de bovenste weerstand van de rechtertak te vervangen door een koolbaanpotmeter van 200 Ohm (geïsoleerde as) met een varco 200 pF in serie en parallel aan de antenneaansluiting een 100 pF condensator op te nemen.

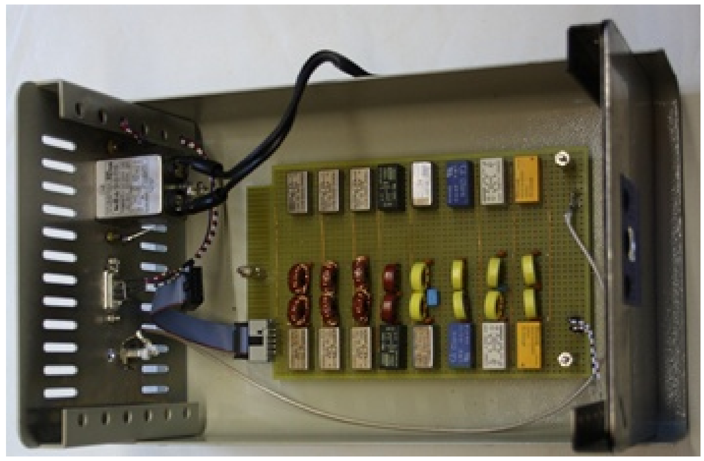


Antan-brug

Als de meter een maximale dip heeft, met de antenne direct op de uitgang aangesloten, zonder tuner dus, dan heeft de antenne een impedantie R+jX met R de ingestelde waarde van de koolpotmeter en X de impedantie van de varco minus 100 pF. Die kan dus negatief zijn, omdat de varco minder dan 100 pF is, en dat betekent dat de antenne inductief is. De gevonden impedantie van de antenne kun je in een Smithchart plotten, na normering en dan over de cirkels lopen zodanig dat je in het centrum (50 Ohm) uitkomt. Te kort omschreven, maar werkwijze op veel plekken op Internet te vinden. Je bepaalt dan de L en C van de tuner dus grafisch..

Constructiedetails

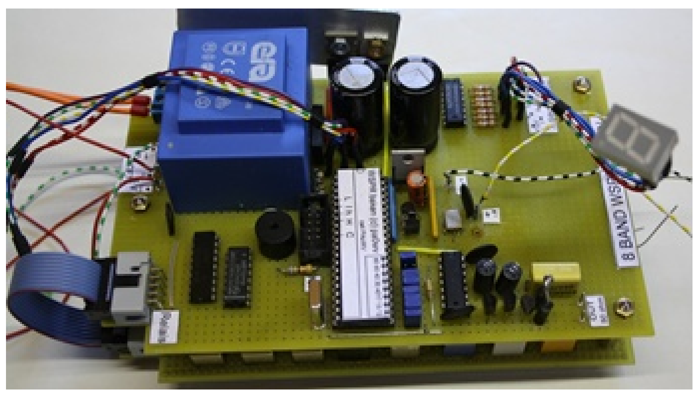
Ik heb een bouwsel gesloopt om aan een kastje te komen. Daartoe een oud stuk aluminium gezaagd en geboord om een nieuw frontje te maken dat over het oude is geplakt met contactlijm, om oude gaten te camoufleren. Als je alleen AOW geniet, kun je niet voor elk bouwsel nieuwe onderdelen aanschaffen, zover niet in de junk box aanwezig. Het slachtoffer was een FS30-GPS, http://pa0wv.home.xs4all.nl/zelfbouw.html omdat

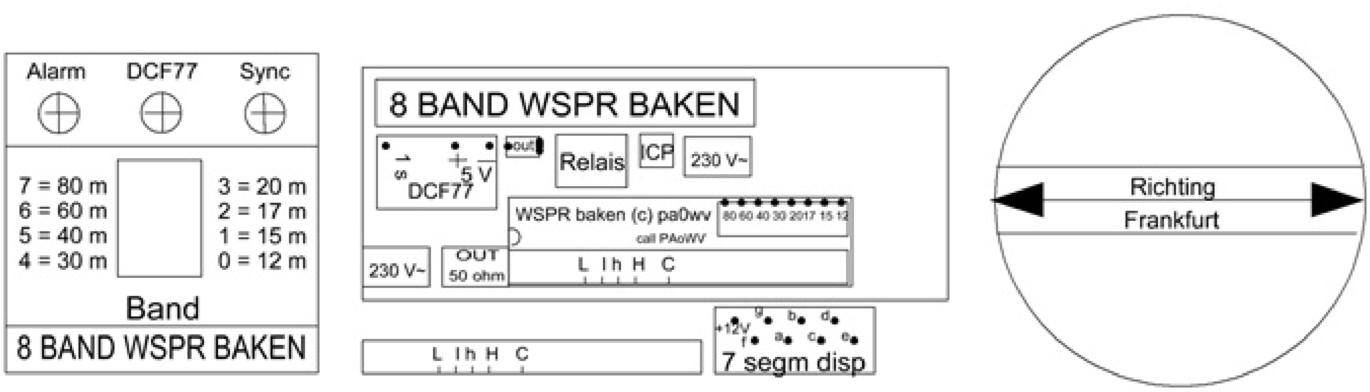


ik er daarvan 3 gebouwd had, om ze tegen elkaar uit te kunnen meten, maar sinds ik een GPS disciplined Rubidium standaard heb gebouwd, is die overbodig geworden, en was die

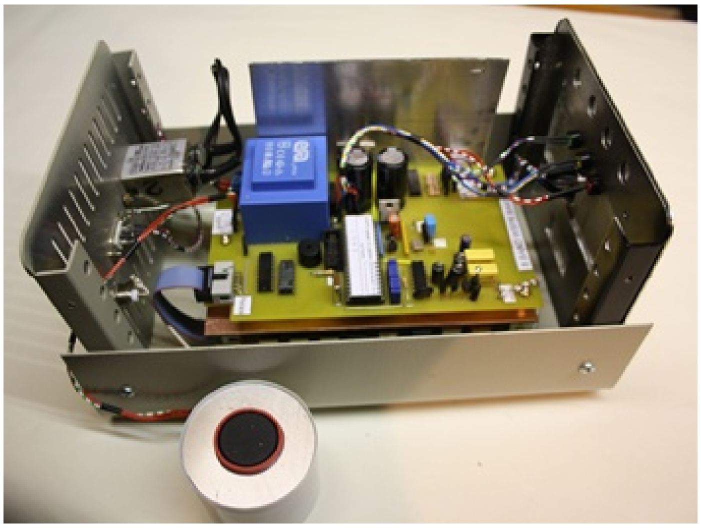


daarvoor al gekannibaliseerd van zijn GPS ontvanger met periferie.





Etiketten



De print is voorzien van plaketiketten, evenals het front. Een overbodige RS232 connector heb ik loos in de achterzijde van de kast laten zitten. De printen staan op afstandbussen gescheiden en aan de bodem bevestigd met verzonken schroeven. De heatsink heb ik vergroot. Er moet nog een zekering gemonteerd van 600 mA traag in de secundaire van de trafo, dat is op het moment dat ik dit schrijf nog niet gebeurd. Tussen de printen heb ik nog een afscherming aangebracht die op bovenstaande foto's nog niet aanwezig was, toen die gemaakt werden was de filterprint nog niet op de eindtrap aangesloten maar was die direct belast met 50 ohm. Zonder afscherming treedt er weer terugwerking op behalve op 80 meter.

De DCF77 module kan niet binnen de metalen kast verblijven omdat die het 77.5 kHz veld afschermt. Hij is gelijmd in de kunststofdop van een spuitbus. Op de dop een etiket met de richting loodrecht op de staaf naar Frankfurt. In de zijwand een gaatje waar de drie verbindingsdraden door kunnen, de bodem afgesloten met een op maat gezaagde en gevijlde aluminiumring, met een gat erin waarin



klem een mededelingenbordmagneet is geklemd. De antenne kleeft dan aan de stalen buitenwand van de kast, op het dak (draaibaar). Op een zijwand kan ook.

Amateurs die willen nabouwen kunnen bij mij via mijn amsat mailadres voor 15 euro een geprogrammeerde controller bestellen, pasgemaakt op de door hen op te geven Maidenhaid locator en call. Kun je ook zelf doen, of deels zelf als je de in dit artikel aangegeven weg volgt om een assemblylisting te maken en die als bijlage naar mij te mailen. Het controllerprogramma stel ik ook beschikbaar, het zal te vinden zijn op mijn website.

Niet uitstellen want binnenkort ben ik SK

PAoWV

http://pa0wv.home.xs4all.nl/wspr

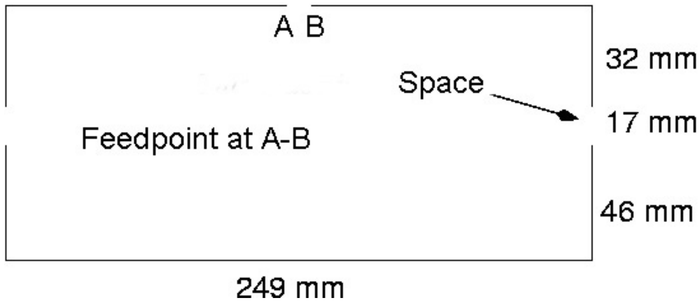
Moxon antenne voor 70cm

De 432MHz band is een beetje een vergeten band. Ja, PI2NOS, dat weten we dan nog wel te vinden. Maar er is ook best leuke DX te werken. Dat is de magie van 70cm: de ene dag hoor je alleen lokaal verkeer en de andere dag hoor je verdere repeaters of simplex stations die makkelijk te werken blijken te zijn. En heel soms is de band wijd open en is er super DX te horen en te werken. Op dat soort dagen hoor je bijvoorbeeld een OZ station met 10W in een HB9CV met een 59+ signaal op een kleine beam binnenshuis. De band is uitstekend geschikt voor tropo DX maar zoals gezegd, de meesten van ons komen niet verder dan het werken van een repeater.



Maar tijdens contesten is er dan nog wel wat activiteit. Wil je dan /P werken, dan is een beetje leuke richtantenne toch wel handig. Op internet had een amateur een Moxon 2 elements yagi gemaakt van een kleerhanger! Zoek in de kleerkast van de XYL eens naar zo'n metalen kleerhanger en in een half uurtje bouw je die om tot een 2 elements antenne. Bind die aan een 2m lange plastic buis en het begint al wat te lijken. De verbinding tussen coax en voedingspunt maak je via een kroonsteentje en de isolatie tussen director en gevoede elementen is geregeld met een stukje PVC isolatie van een stuk 2 aderige kabel. De hele antenne wordt aan de mast bevestigd met de resterende delen van de kleerhanger.

Bij gebrek aan testapparatuur voor 70cm anders dan een FT817 en een vermogensmeter werd de antenne hiermee getest. De SWR meter op de FT817 gaf aan dat de aanpassing niet ideaal



was (2 strepen, is dat niet ongeveer 2:1?) maar goed genoeg. Een snelle test tegen een lokale repeater met de antenne vertikaal opgesteld was succesvol en suggereerde zelfs enige richtingsgevoeligheid. Dus op een zonnige zondagmorgen op pad met de 5W FT817 en maar eens zien hoe het zich gedraagt.

Voor de test werd een locatie met redelijke hoogt gekozen op ongeveer 30m boven zeeniveau. De antenne werd aan de "mast" bevestigd en de mast werd klemgezet tussen het autoportier. FT817 aangesloten, en dan maar eens kijken wat er te werken valt.

De resultaten waren verbazingwekkend. In een paar uur, waarvan de meeste in de regen en met matige tot slechte condities, werden 10 stations in 8 locator squares over het hele land gewerkt met slechts 2.5W SSB op het beste contact (uiteraard in CW) over een afstand van 326km. Die verbinding begon in SSB maar dat ging dusdanig moeilijk dat besloten werd om uit te wijken naar CW zodat de gegevens duidelijk overkwamen.



De conclusie: probeer gewoon zo af en toe eens 432MHz SSB en als je vindt dat je geen geschikte antenne hebt,

zoek in de kledingkast van de (X)YL naar een geschikte ouderwetse kleerhanger. Wellicht overtuigen de resultaten je ervan om een meer permanente beam met rotor neer te zetten als je er eenmaal achter komt wat er echt allemaal mogelijk is op deze band. Zelfs als je maar een paar Watt SSB hebten een kleine beam, heeft de band je een hoop te bieden, zelfs bij de geringste openingen!

Bezoek Lichtmis 2015

Henny Kuyper, PA3HK

Het seizoen van radiomarkten is na een lange zomerstop weer aangebroken. 's Morgens vroeg net na het opkomen van de zon stappen we PE0MGB en PA3HK in de auto en gaan op weg naar de Radio Onderdelen Markt (ROM) op het parkeer terrein van het wegrestaurant de Lichtmis.

Elk jaar weer is deze markt een van de leukste en gezelligste in Nederland. Op de vele standjes in de buitenlucht wordt een geweldige variëteit aan onderdelen aangeboden zodat elke amateur er wel iets van zijn gading kan vinden. Daarnaast is de Lichtmis dé plek om mede amateurs te treffen en even een eyeball QSO te maken.

De weersvooruitzichten waren prima dus de jassen konden thuis blijven en een truitje voor de vroegen ochtendkou was naast voldoende geld, het enige wat mee moest.

Geld.... ehhhh... Gert was vergeten te pinnen en meldde dit midden op de snelweg. Remmen hielp niet meer maar gelukkig was ik op het ergste voorbereid en heb Gert maar een deel van mijn spaargeld geleend. Ik kon het altijd terugvragen mocht ik een grote investering plegen (dacht ik..) De dag tevoren had ik al gehoord dat de boer zijn weiland deze keer niet beschikbaar had gesteld vanwege het natte weer in de afgelopen dagen. Dat betekende dat we waarschijnlijk langs de parallelweg moesten parkeren... dat beloofde wat. Nou ja eerst nog een ritje van anderhalf uur en dan zouden we wel zien.

Bij de lichtmis aangekomen zagen we al ver voor het eigenlijke marktterrein de auto´s geparkeerd staan in de berm. Omdat we redelijk vroeg waren vertrokken hoefden we nog net niet



de auto bij Zwolle te parkeren maar konden we de wagen op ca 10 minuten lopen in de berm kwijt. Er zouden die dag nog vele auto´s daarachter worden neergezet.

Op het marktterrein viel het onmiddellijk op dat er toch wat minder stands waren. We komen er al vele jaren en van die teruggang in stands hadden we nog nooit wat gemerkt. Maar dit keer was het toch wat anders. We liepen langs wat stand en zochten tussen de aangeboden waar naar aantrekkelijke aanbiedingen die we niet



konden laten liggen. De omroeper meldde ´Pas op voor zakkenrollers...´ Automatisch controleerde ik mijn heuptasje om te kijken of ik alles nog had. Grote schrik..... van de vijf ritsen van het tasje waren er 4 open geritst.... alle vakken waren leeg....waar is mijn portemonnee....
Ik keek Gert aan. ´Zat er veel in´ vroeg Gert. ´Nee, maar 10 of 20 Euro, het meeste geld zat in een zakje om mijn nek en in de rest van de vakjes zat niets´zei ik. De vijfde rits zat dicht tegen mijn lichaam, die was nog dicht. Na een controle bleek dat daar juist mijn portemonnee in zat, gelukkig, ik had alles nog en de speurtocht naar hebbedingetjes kon worden voortgezet. Van een persoon hoorde ik later dat hij zijn portemonnee wel kwijt was.

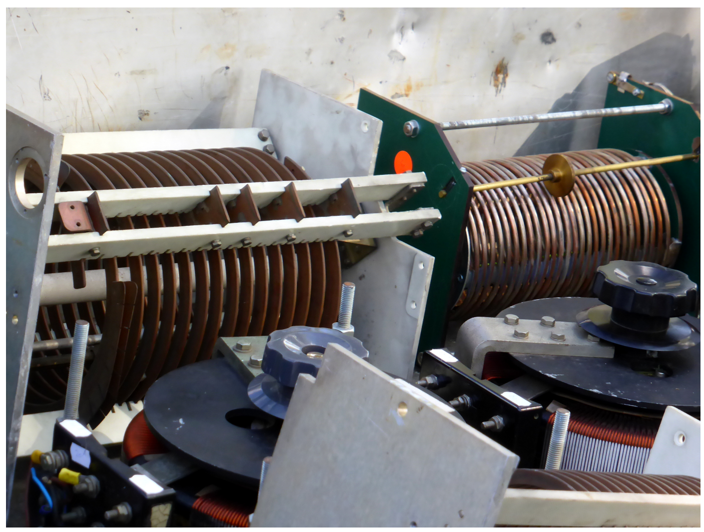


Het aanbod van leuke dingen was dit jaar ook minder. Veel oude troep, gereedschap, stukken kabel, computerspul, grammofoonplaten én... voor de liefhebbers... linedancing.... Tijdens de rondgang kwamen we tot de conclusie dat in de loop der jaren we thuis al veel onderdelen en spullen hadden verzameld en opgeslagen. En de behoefte aan oude troep waaruit je nog onderdelen kan halen, voor ons in de loop der jaren toch wel een stuk minder is geworden.

Dat ik op korte termijn mijn uitgeleende geld kon opeisen, dat... dat kon ik wel snel vergeten. Gert spendeerde vlot al het geleende geld, daar kon ik dus naar fluiten...
Een paar stekker-voedinkjes, 12 en 5 volt, pluggen, wat boutjes en moertjes, kabel én, na wat onderhandelen voor 30,-- een leuk compact PC tje gekocht die wij willen gaan gebruiken voor SDR toepassingen. Oh ja... en voor 9,-- nog een leuk bluetooth toetsenbord.



Veel bekenden tegengekomen, lekker lopen slenteren langs de vele kraampjes, verbaasd gestaan over hetgeen er werd aangeboden, getwijfeld of ik bepaalde dingen toch mee moest nemen of toch maar moest laten liggen.... al met al een heel leuke en gezellige dag waar ik met plezier op terugkijk.



Gelukkig bleek bij thuiskomst dat de PC en het toetsenbord prima bleken te functioneerden. Dus eind goed al goed.

Nu maar weer wachten op De Dag Van De Radioamateur op 7 nov a.s.
Niet dat we wat nodig hebben maar je weet nooit.....

73 Henny, PA3HK. Gert PE0MGB



Afdelingsnieuws

Bouwpakketten

Onze nieuwe kit-actie was weer een doorslaand succes. Kort na de aankondiging op website, Facebook en via de RAZzies mailing list zagen we de teller voor de inschrijvingen met het uur oplopen. Zo hard zelfs, dat we al na vier dagen de beslissing moesten nemen om de inschrijving te stoppen. Het zou voor ons ander niet meer te hanteren worden. De teller is blijven staan op 40 inschrijvingen. Daarvoor zijn nu de onderdelen besteld. (Overigens waren er na inschrijving 3 spijtoptanten - die zijn er altijd wel - dus voor de echte liefhebber zijn er nog 3 in de huidige batch). Kort voor dit schrijven werd ik telefonisch benaderd door een afdeling elders in het land die een stukje over onze Open Source transceiver wilden schrijven, en er achter kwamen dat de inschrijving al gesloten was. Ons standpunt is dat als er nog voldoende aanmeldingen binnenkomen, we zullen overwegen of er nog een tweede batch komt.



Eventueel geïnteresseerden kunnen daarvoor een mailtje sturen naar info@pi4raz.nl



Momenteel worden dus de onderdelen verzameld. Zoals op de foto's te zien is, hoort daar een keurig met je call gegraveerd frontje bij. Zodra alle onderdelen verzameld zijn en de pakketten samengesteld zijn, worden deze op transport gezet of krijg je bericht dat je pakket de eerstvolgende verenigingsavond af te halen is. Via ons forum is het natuurlijk mogelijk om nieuwe software en ideeën voor deze transceiver uit te wisselen. We open dat velen met deze transceiver aangezet zullen worden tot nieuwe experimenten!

RAZ BBQ

Heb je 'm gemist? Dan heb je echt wat gemist... De jaarlijkse RAZ BBQ, zoals inmiddels wel bekend niet zomaar een BBQ maar een culinair festijn waarbij door onze chefs Henny PA3HK en Gert PE0MGB kosten nog moeite gespaard worden om er weer iets moois van de maken. En dat was het dan ook. Heerlijke salades, de lekkerste sauzen, een diversiteit aan vlees om te BBQ-en en de nodige vloeistoffen om de boel soepel naar binnen te doen glijden. En ondanks alle negatieve verwachtingen werkte het weer ook nog mee: pas laat op de avond begon het wat te regenen, maar dat deerde ons niet meer.



Voorbereidingen...



Onderling QSO



Heerlijke salades



Tot in de late uurtjes



De BBQ in volle gang

Afdelingsbijeenkomsten

Aangezien de weken een beetje ongunstig vallen, zitten er weer eens drie weken tussen de laatste bijeenkomst van september en de eerste van oktober, wat nog wel eens voor verwarring wil zorgen. De eerste bijeenkomst van oktober is dus op de 14e, waarbij de QSL manager aanwezig zal zijn. De tweede bijeenkomst is dan de 28e. Niet vergeten, anders sta je voor een gesloten deur! Moet er iets geprogrammeerd worden, laat het dan bijtijds weten zodat we voor de nodige spullen kunnen zorgen. Tot de 14e!